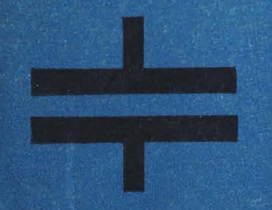
DER JUNGE FUNKER

Hagen Jakubaschk

Transistortechnik leichtverständlich





3

Der junge Funker · Band 3

Transistortechnik leichtverständlich

HAGEN JAKUBASCHK

Transistortechnik leichtverständlich



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Inhalt

Einleitung

Seit Transistoren für jedermann erhältlich sind, hat das Radiobasteln einen gewaltigen Auftrieb erhalten. Neben dem seit Jahrzehnten bekannten Radiobastler gibt es heute den Transistorbastler, der sich keinesfalls nur mit der Verwendung von Transistoren in der Rundfunktechnik befaßt.

Der große Vorteil des Bastelns mit Transistoren liegt einmal darin, daß die für das Material aufzuwendenden Mittel bedeutend geringer sind, als das mit Röhren der Fall ist. Zum anderen kommen Transistorgeräte mit sehr geringen Spannungen aus; meist genügen ein oder zwei normale Taschenlampenbatterien als Stromquellen. Mit Starkstrom hat der Transistorbastler — von Sonderfällen abgesehen — kaum zu tun, seine Arbeiten sind daher im Gegensatz zur Röhrentechnik ganz ungefährlich. Aus diesem Grund eignet sich das Transistorbasteln wie kaum ein anderes technisches Gebiet für den an der Technik interessierten Schüler, Lehrling, aber auch für jeden anderen, der sich jung genug zum Basteln fühlt. Er wird mit den Grundlagen der modernen Technik vertraut gemacht. Das geschieht von der zunächst interessantesten Seite, vom eigenen Erleben, vom Experiment aus.

Es steht fest, daß ein Transistorgerät nach einer vorhandenen Bauanleitung leichter und unkomplizierter aufgebaut werden kann als das entsprechende Röhrengerät. Das Aufbauen ist aber nur die eine Seite, das Verstehen der Funktion und der (unsichtbaren!) Vorgänge in den Bauteilen und in der Schaltung die andere. Wohl jeder Bastelanfänger kennt die schmerzliche Enttäuschung, wenn das selbstgebaute Gerät nicht funktionieren will und er den Fehler nicht finden kann. Spätestens dann kommt der ratlose Bastelfreund zu der Erkenntnis, daß auch beim einfachen Freizeitbasteln nicht ohne einige Grundkenntnisse von der Funktion des Ganzen auszukommen ist, daß es nicht ohne ein Mindestmaß an Theorie geht.

Zur Theorie der Halbleitertechnik (dazu gehört auch die Transistorfunktion) gibt es inzwischen eine ganze Reihe von Lehrbüchern. Fast

alle haben eins gemeinsam: Schlägt der Amateur diese auf, so begegnet er komplizierten Formeln und Berechnungen, Kennlinienscharen, Bändermodellen und atomphysikalischen Begriffen. Auch die exakte Berechnung ganzer Verstärkerschaltungen findet er dort — aber welcher Bastler wird ein solches Buch mühsam durcharbeiten, wenn er zunächst nur ungefähr wissen will, wie sein Gerät überhaupt arbeitet, warum es vielleicht nicht gleich wunschgemäß klappt? Dem Fachmann ist das theoretische Wissen unentbehrlich, dem Bastelanfänger jedoch bedeutet vieles davon zunächst einmal unnötigen Ballast.

Das vorliegende Heft versucht, eine Brücke zu schlagen zwischen Theorie und Praxis. Der Bastelfreund soll bei den praktischen Arbeiten gewissermaßen nebenher die für den Anfang wichtigsten Grundlagen und Zusammenhänge erkennen. Dabei beschränken wir uns auf das Notwendigste und unmittelbar praktisch zu Verwertende; es wird kein Anspruch auf wissenschaftliche Vollständigkeit erhoben; denn die theoretischen Grundlagen der Halbleitertechnik können nur mit komplizierten atomphysikalischen Vorgängen eindeutig geklärt werden. Wenn hier das Wichtigste über die Eigenschaften und über die Anwendung der Halbleiter vermittelt wird, so ist der Leser für größere Bastelarbeiten und zielbewußtes Arbeiten gerüstet, er wird dann auch mit anderen Bauanleitungen mühelos zu Rande kommen. Wohl sind diese theoretischen und praktischen Grundkenntnisse zunächst noch Stückwerk. Aber kommt eines Tages der Zeitpunkt, da das Bedürfnis nach gründlicherer Kenntnis der Zusammenhänge vorliegt, dann wird es nicht mehr schwerfallen, die theoretischen Einführungen der Lehrbücher zu verarbeiten; denn sie füllen dann lediglich die Lücken in dem Gerüst bereits vorhandenen Wissens. Dieses Gerüst aber bietet uns von Anfang an einen gewissen Überblick, es bildet die Verbindung zwischen dem, was man in den Lehrbüchern findet, und der Praxis. Zum Verständnis des vorliegenden Heftes brauchen wir nicht viel mehr als die elementarsten elektrotechnischen Grundkenntnisse, wie sie heute zur allgemeinen Schulbildung gehören und wie sie etwa in Heft 1 dieser Reihe *Experimente für Anfänger* vermittelt wurden. Statt langer Erklärungen begnügen wir uns mit der Feststellung der Tatsachen, und wo es nötig ist, benutzen wir statt der physikalisch exakten Erklärung — die wir später in anderen Büchern finden — anschauliche Modellvergleiche. Es kommt vor allem darauf an, die Transistor-*Schaltungstechnik* verständlich zu machen. Denn das ist unerläßlich für ein erfolgreiches

Basteln, besonders dann, wenn wir früher oder später beginnen, eigene Wege zu gehen, d. h., wenn wir anfangen, von der Bauanleitung abzuweichen.

Die Bauanleitungen in diesem Heft sind — obwohl sämtlich erprobt und funktionssicher — nur Mittel zum Zweck: Der Leser soll durch sie die Schaltungstechnik kennenlernen. Deshalb gehören detaillierte Aufbauhinweise, Maßskizzen und rein handwerkliche Ratschläge nicht zu unserem Thema. Das alles finden die Leser in einem ergänzenden Heft von K.-H. Schubert, das in dieser Reihe unter dem Titel *Mit Transistor und Batterie* erschien und vor allem praktische Bauanleitungen bringt.

Natürlich kann die vorliegende Broschüre, die vorwiegend die Funktionsgrundlagen von Transistoren und Transistorgeräten behandelt, nicht gleich mit einer Bauanleitung beginnen. Auch der Maurerlehrling muß erst einmal erfahren, wie ein Ziegelstein aussieht und wie man mit Mörtel umgeht, ehe er seine erste Mauer ziehen kann. Daher behandelt der erste Teil dieses Heftes die Halbleiterbauelemente und ihre Eigenschaften, der zweite Teil dagegen an Hand geeigneter Bauanleitungen ihr Zusammenwirken. Dadurch ist von Anfang an ein systematisches Basteln an Stelle ziellosen Probierens gewährleistet. Mißerfolge und Beschädigungen der wertvollen Halbleiter werden vermieden. Die einzelnen Bauanleitungen wurden so ausgewählt, daß die danach gebauten Geräte keinen großen Materialaufwand erfordern und vielseitig nutzbar sind. Entsprechend der Bedeutung der Halbleiter in der modernen Technik wurden auch einige außerhalb der Rundfunktechnik liegende Bauobjekte mit aufgenommen, für die sich in Heim und Betrieb vielseitige Verwendungsmöglichkeiten bieten. Darauf aber kommt es uns vor allem an: die erworbenen Kenntnisse und Fähigkeiten unmittelbar nutzbringend anzuwenden. Auf diese Weise bleibt das Basteln nicht Selbstzweck, sondern wird zu einer volkswirtschaftlich wichtigen Tätigkeit, es bildet darüber hinaus eine echte, unmittelbare Form polytechnischen Selbststudiums.

Brandenburg, im Frühjahr 1964 *Hagen Jakubaschk*

Die vorliegende 3. Auflage wurde entsprechend den zwischenzeitlich geänderten Bezeichnungen korrigiert. Ältere, weitverbreitete Halbleiterarten wurden zum Vergleich noch mit erwähnt.

Nahmitz, im Frühjahr 1968 *Hagen Jakubaschk*

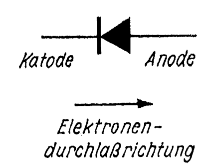
1. Das Wichtigste über Halbleiter

1.1. Halbleiterdioden und ihre Funktion

Bei den Grundlagen der Elektrizitätslehre unterscheiden wir zunächst zwischen elektrischen Leitern und Nichtleitern (Isolatoren) — obwohl die zweite Bezeichnung schon nicht mehr ganz exakt ist, denn absolute Nichtleiter gibt es nicht. Auch der beste Isolator hat ein, wenn auch geringes und in der Technik nicht störendes, meist sogar kaum meßbares Leitvermögen. Zwischen diesen beiden Grenzfällen gibt es eine dritte Leiterart — die Halbleiter. Hierzu rechnet man Stoffe, die dem Strom einen verhältnismäßig hohen Widerstand entgegensetzen, also an der Grenze zum Nichtleiter stehen. Uns interessieren vor allem die Elemente Selen, Germanium und Silizium.
Elektrischer Strom ist — vereinfacht gesagt — eine Elektronenbewegung im Leiter. Diese physikalisch nicht exakte, weil stark vereinfachte Vorstellung wollen wir zunächst beibehalten. Wir müssen aber jetzt schon einschränken, daß der Leitungsmechanismus im Halbleiter ein grundsätzlich anderer, komplizierterer ist als beispielsweise der in einem einfachen Kupferdraht. Auf die Kenntnis dieser — durch die nähere Betrachtung des Atomaufbaus erklärbaren — Zusammenhänge können wir für den Anfang noch verzichten. Wir wollen in diesem Heft immer von der vereinfachten Vorstellung eines einfachen Elektronenflusses ausgehen, uns aber für später vormerken, daß dies nicht ganz korrekt den physikalischen Tatsachen entspricht.

Wichtiger für uns ist — wenn wir uns bisher schon mit elektrotechnischen Dingen beschäftigt haben — eine andere Vorstellung. Sie betrifft die Stromrichtung. In älteren Werken findet sich vielfach die in der Elektrotechnik aus praktischen Gründen heute noch benutzte *technische Stromrichtung* von Plus nach Minus. Tatsächlich bewegt sich der Elektronenstrom vom negativen Pol der Stromquelle zum positiven. Elektronen sind negativ geladene Atomteilchen. Am Minuspol einer Stromquelle können wir uns daher einen Elektronenüberschuß, am positiven einen Elektronenmangel vorstellen. Es ist daher erforderlich, sich für die Halbleitertechnik von vornherein an die

Bild 1.1.
Schaltsymbol einer Halbleiterdiode. Die Elektronen werden in Richtung von Katode zur Anode durchgelassen



tatsächliche Elektronenflußrichtung von Minus nach Plus zu gewöhnen.

Die wohl älteste Anwendung von Halbleitern ist die für Gleichrichter- oder, was das gleiche ist, für Ventilzwecke. Ein elektrisches Ventil (wegen seiner beiden Anschlüsse Diode genannt) läßt die Elektronen nur in einer Richtung durch, in der umgekehrten Richtung wird der Strom gesperrt. Die Elektrode innerhalb des Ventils, aus der die Elektronen austreten, nennt man Katode, die andere, Elektronen aufnehmende Elektrode ist die Anode; Durchlaßrichtung eines Gleichrichterventils für die Elektronen daher stets von Katode zu Anode. Bild 1.1. zeigt das Schaltzeichen für eine Diode — es gilt unabhängig von der technischen Ausführung der Diode für alle *Halbleiterdioden*. Die Dreieckspitze ist die Anode; die Elektronendurchlaßrichtung verläuft also entgegen diesem «Pfeil»!

Die älteste *Halbleiterdiode* als technisches Bauelement finden wir in dem bekannten Selengleichrichter. In Bild 1.2. ist sein Aufbau zu sehen. Er besteht aus einer metallischen Grundplatte, auf der die Halbleiterschicht — das Element Selen — dünn aufgetragen ist. Ein Kontaktfederring stellt die Verbindung zur Selenschicht her. An der Grenzfläche zwischen Selen und Grundplatte tritt nun ein eigenartiger Effekt auf: Die Elektronen können nämlich vom Selen zur Grundplatte verhältnismäßig leicht übertreten, dagegen setzt die

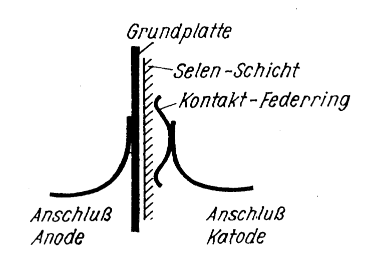


Bild 1.2.
Aufbau eines Selengleichrichters im Prinzip

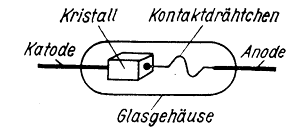


Bild 1.3.
Aufbau einer Germaniumspitzendiode

Grenzfläche ihnen in umgekehrter Richtung einen weit größeren Widerstand entgegen. In Richtung vom Selen zur Grundplatte kann daher der Strom fast ungehindert fließen, in umgekehrter Richtung sperrt die Grenzschicht ihn fast völlig. Diese Grenzschicht zwischen beiden Materialien wird daher auch Sperrschicht genannt. Sie ist zwar nur wenige millionstel Millimeter dick, aber der entscheidende Teil bei allen Halbleiterbauelementen. Wegen ihrer geringen Dicke hält sie in Sperrichtung keine sehr große Spannung aus (in diesem Fall etwa 15 bis 20 V); höhere Spannungen *durchschlagen* die Schicht: Der Gleichrichter wird unbrauchbar. Deshalb werden für Rundfunkzwecke häufig mehrere solcher Platten in Serie geschaltet und zu diesem Zweck auf einen gemeinsamen Mittelbolzen gestapelt.
In der Halbleitertechnik wird als Halbleitermaterial an Stelle von Selen vorwiegend Germanium verwendet. Bild 1.3. zeigt den Aufbau einer kleinen Germaniumspitzendiode. Die Katode wird von einem Germaniumkristall gebildet. Auf seiner Fläche sitzt die Spitze eines dünnen Kontaktdrähtchens auf – beispielsweise aus Wolfram oder für Spezialzwecke auch aus Gold. Bei der Herstellung erhält die Diode einen kurzen, genau bemessenen kräftigen Stromstoß. Es kommt dabei zu einer winzigen Schweißstelle zwischen Kontaktspitze und Kristall, wobei sich zwischen Schweißstelle und Kristall die extrem dünne Sperrschicht bildet. Das Ganze hat danach wiederum Ventileigenschaften. Wie auch die Bezeichnung in Bild 1.3. erkennen läßt, können die Elektronen vom Kristall zur Kontaktspitze fließen, während die umgekehrte Stromrichtung fast völlig gesperrt wird.

Da sich Germanium unter dem Einfluß von Luftfeuchtigkeit sehr schnell verändert, schmilzt man den ganzen Aufbau in ein nur wenige Millimeter großes Glasröhrchen luftdicht ein.

Die Bezeichnung *Spitzendiode* erklärt sich aus dem Aufbau. Es leuchtet ein, daß diese Diode auch in Durchlaßrichtung keine allzu großen Stromstärken verträgt; denn die beinahe punktförmige Übergangsstelle an der Kontaktspitze würde sich bei größeren Strömen so stark erwärmen, daß es zur Beschädigung der Diode

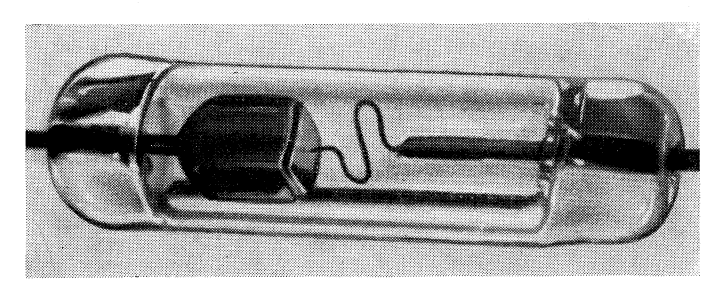


Bild 1.4. Beispiel einer Spitzendiode in Glasausführung

käme. Andererseits bietet diese Diodenform den Vorteil, daß sie bis zu sehr hohen Frequenzen der gleichzurichtenden Wechselspannung zu benutzen ist. Allerdings bilden die beiden Elektroden der Diode gegeneinander einen Kondensator, der besonders dort wirksam wird, wo sich beiderseits der Sperrschicht diese Elektroden sehr dicht gegenüberstehen. Diese *Diodenkapazität* bildet mit steigender Frequenz einen zunehmenden *Nebenschluß* zu der Diode. Deshalb ist beispielsweise der Selengleichrichter (Bild 1.2.) mit seiner großen Sperrschichtfläche nur für Frequenzen bis zu wenigen tausend Hertz brauchbar.

Was also tun, wenn sowohl höhere Stromstärke als auch geringe *Diodenkapazität* gefordert werden? Hier fand man eine Zwischenlösung, die gegenüber dem Selengleichrichter noch weitere technische Vorteile aufweist: die *Flächendiode.* Bild 1.5. zeigt schematisch ihren Aufbau. In den Germaniumkristall wird jetzt eine kleine Perle aus dem Halbleitermaterial Indium einlegiert. Zwischen Germanium und Indium bildet sich dabei wiederum eine Sperrschicht. Sie ist aber nicht mehr so klein wie ein Punkt, sondern eine größere Fläche (Name der Diode). Diese Dioden vertragen bedeutend höhere Durchlaßströme als *Spitzendioden.* Ihre *Diodenkapazität* und auch ihre übrigen elektrischen Eigenschaften sind dabei bedeutend günstiger als die des — heute für viele Zwecke als veraltet anzusehenden — Selengleichrichters. Der Selengleichrichter hat beim Vergleich mit etwa elektrisch datengleichen Dioden lediglich den Vorteil, daß er billiger ist. Die Germaniumflächendiode hat durch höheren Sperrwiderstand und geringeren Durchlaßwiderstand bereits einen höheren Wirkungsgrad. In neuerer Zeit wird anstatt Germanium sehr häufig Silizium benutzt.

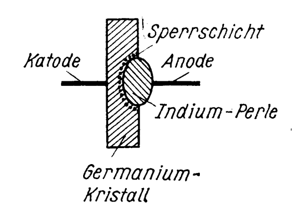


Bild 1.5.
Prinzipaufbau einer Flächendiode

Die Siliziumflächendioden liegen in ihren elektrischen Daten (Durchlaßwiderstand, Sperrwiderstand, Sperrspannung und Durchlaßstrom usw.) noch günstiger als Germaniumdioden.

1.1.1. *Die wichtigsten Eigenschaften von Halbleiterdioden*

Wie bereits erläutert, darf in Sperrichtung nur eine bestimmte maximale Spannung, die *maximale Sperrspannung*, an die Diode angelegt werden. Wird sie überschritten, so kommt es zum Durchschlagen der Sperrschicht: Die Diode ist kurzgeschlossen und unbrauchbar. Beim üblichen Universaltyp der Germaniumspitzendioden, wie wir sie bei unseren Basteleien benötigen, liegt die Sperrspannung gewöhnlich um 20 V. (Es gibt jedoch auch Germaniumspitzendioden für höhere Sperrspannungen, aus der DDR-Fertigung z. B. den Typ GA 103 für 100 V. Näheres darüber ist aus den jeweils gültigen Typenblättern der Hersteller ersichtlich, in die wir in jeder Rundfunkwerkstatt Einblick nehmen können.)

Eine weitere wichtige Kenngröße ist der *maximal zulässige Durchlaßstrom*. Wird er überschritten, so «stirbt» die Diode an thermischer Überlastung, was — z. B. bei versehentlichen Kurzschlüssen in unserem Gerät — wegen der Kleinheit der Sperrschicht in Sekundenbruchteilen geschehen kann. Falls wir den maximalen Durchlaßstrom nicht aus einem Datenblatt kennen, wollen wir uns für die Spitzendioden merken, daß sie nicht mehr als etwa 10 mA Stromstärke erhalten sollten — diesen Wert verträgt jede Spitzendiode ohne Schaden.

Die Annahme, daß der Stromfluß in Sperrichtung völlig gesperrt sei, stimmt nicht ganz. Jede Halbleiterdiode läßt auch in Sperrichtung einen minimalen Strom durch. Dieser *Sperrstrom* ist eine in manchen Schaltungen wichtige Kenngröße. Er hängt nicht nur von der ange-

legten Sperrspannung, sondern weit mehr von der Diodentemperatur ab und nimmt mit steigender Temperatur beträchtlich zu. Bei Zimmertemperatur und der maximalen Sperrspannung liegt er größenordnungsmäßig meist bei einigen zehn bis hundert Mikroampere.

Die für uns wichtigsten Eigenschaften einer Halbleiterdiode sind also: die *maximale Sperrspannung*, der *maximale Durchlaßstrom* und in manchen Fällen der *Sperrstrom.*

Wenn die Diode bei angelegter Sperrspannung einen minimalen Strom durchläßt, können wir sie vereinfacht auch als Widerstand auffassen. (Tatsächlich benutzt der Techniker in diesem Fall den Begriff des *Sperrwiderstands.*) Dieser soll natürlich möglichst hoch sein. Und der Widerstand in Durchlaßrichtung? Selbstverständlich weisen Halbleitermaterial und Sperrschicht einen Widerstand auf, bei jeder Diode muß also auch in Durchlaßrichtung ein gewisser Widerstand, der Durchlaßwiderstand, auftreten. Dieser soll möglichst gering sein. Von einer idealen Halbleiterdiode erwarten wir also möglichst hohen Sperrwiderstand, möglichst geringen Durchlaßwiderstand, außerdem hohe maximale Sperrspannung und großen maximalen Durchlaßstrom. Siliziumdioden kommen zur Zeit diesen Forderungen am nächsten, sind aber noch teuer.

Sperr- und Durchlaßwiderstand einer Diode *könnten* wir in einfacher Weise messen, indem wir an die Diode zunächst in Sperrichtung eine Spannung anlegen und den Sperrstrom messen. Aus beiden müßte sich nach dem Ohmschen Gesetz der Sperrwiderstand errechnen lassen. Erhöhen wir aber die Sperrspannung (natürlich ohne den zulässigen Maximalwert zu überschreiten), so stellen wir fest, daß der

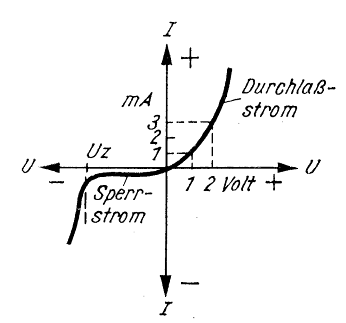


Bild 1.6.
Kennlinie einer Halbleiterdiode. Die Zeichnung ist nicht maßstäblich!

Sperrstrom nicht im gleichen Maße steigt wie die Spannung — unsere Rechnung ergibt plötzlich einen ganz anderen Widerstandswert! Prüfen wir die Verhältnisse in Durchlaßrichtung, indem wir eine geringe Spannung entsprechender Polarität anlegen (da in Durchlaßrichtung erwartungsgemäß geringer Widerstand vorhanden ist, darf diese Spannung nicht groß sein, um den maximalen Diodendurchlaßstrom nicht zu überschreiten!), dann stellen wir fest, daß der Stromfluß schneller anwächst als die Spannung! Zeichnen wir diese Verhältnisse auf, so ergibt sich folgende Kurvenform (Bild 1.6.). Nach links ist die Sperrspannung aufgetragen, nach rechts die Durchlaßspannung. Wir sehen, daß der Sperrstrom bis zum Wert U_Z kaum von der Sperrspannung abhängt. Bei diesem Wert ist die maximale Sperrspannung erreicht. Erhöhen wir die Spannung weiter, so wächst der Sperrstrom plötzlich stark an — die Diode wird überlastet: Sie schlägt durch. U_Z kennzeichnet also die *Durchbruchspannung*, die im Hinblick auf bestimmte Spezialdioden auch als Zenerspannung bezeichnet wird. Interessant ist der Verlauf im Durchlaßgebiet. Als Beispiel sind in Bild 1.6. einige (angenommene) Zahlenwerte eingetragen. Bei 1 V läßt die Diode z. B. 1 mA durch, damit ergibt sich nach dem Ohmschen Gesetz ein Durchlaßwiderstand von 1 kΩ. Bei 2 V beträgt der Durchlaßstrom aber schon 3 mA, der Durchlaßwiderstand also nur noch rund 670 Ω. Deshalb kann man einen Durchlaßwiderstand nur für einen bestimmten Punkt der Kennlinie und im Zusammenhang mit dem zugehörigen Durchlaßstrom angeben. Der Widerstand einer Diode wird daher auch als *nichtlinear* bezeichnet. Er ist, wie die Kurve deutlich zeigt, in Nullpunktnähe am größten. Gleichzeitig bedeutet das: In Nullpunktnähe ist bei Durchlaßspannungen bis etwa 0,1 V die Gleichrichterwirkung (das Verhältnis von

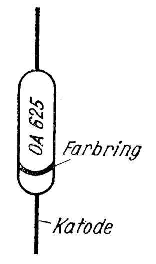
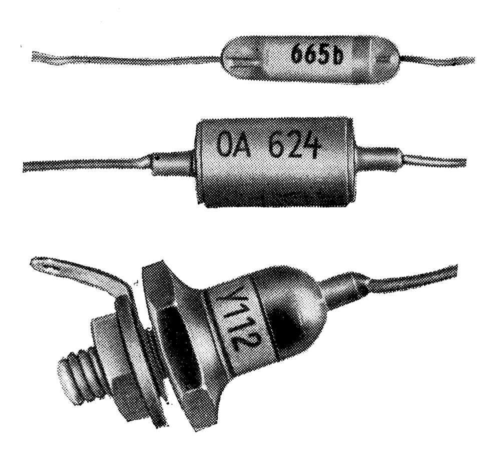


Bild 1.7.
So sieht eine Spitzendiode in Allglasausführung aus. Der Farbring kennzeichnet den Katodenanschluß

Bild 1.8. Ausführungsform älterer Germaniumdioden (doppelte Größe)



Sperrstrom zu Durchlaßstrom) merklich verschlechtert. Der Übergang vom Sperr- zum Durchlaßverhalten geschieht in Nullpunktnähe nicht etwa plötzlich, sondern allmählich.

In Bild 1.7. ist eine Ausführungsform einer Spitzendiode zu sehen (wegen des Glasgehäuses gelegentlich auch als *Allglasdiode* bezeichnet).

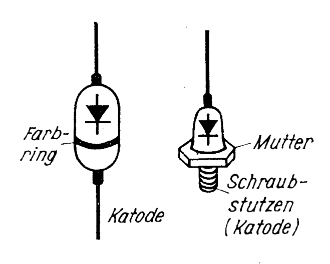


Bild 1.9. Ältere Ausführungsformen von Germaniumflächengleichrichtern für 0,1 A (links) und 1 A (rechts). Neuere 0,1-A-Gleichrichter sind oft in transistorähnlichen Gehäusen eingebaut. Die Katode liegt dabei, falls nicht gekennzeichnet, an Stelle des Kollektors, die Anode an Stelle des Emitters beim Transistortyp GC 120 ... 123. Ihre Gehäuseformen sind gleich. Ein dritter Draht an der Basis-Stelle fehlt; vgl. dazu Bild 1.29.

Der Katodenanschluß ist bei dieser Bauart stets mit einem Farbring (meist grün oder schwarz) oder Farbpunkt gekennzeichnet. Einen ähnlichen Aufbau haben (Bild 1.9.) kleinere *Flächendioden*, sie sind jedoch meist etwas dicker als Allglasspitzendioden. Diese Bauart war bisher in der DDR für Kleinflächendioden bis 100 mA Durchlaßstrom üblich. Größere *Flächendioden* (1-A-Typen) erfordern meist schon zusätzliche Kühlbleche, da die Katode durch den starken Durchlaßstrom bereits stark erhitzt wird und diese Wärme abgeführt werden muß. Der Katodenanschluß ist dann vielfach, wie Bild 1.9. zeigt, ein Schraubloch oder ein Schraubstutzen, mit dem die Diode auf dem Kühlblech befestigt wird. Ebenso, nur größer, sind die — weniger interessierenden — *Flächendioden* für 10 A Durchlaßstrom aufgebaut. Für die Elektrotechnik gibt es heute bereits Siliziumflächendioden mit Durchlaßströmen über 100 A.

Leider ist die Typenkennzeichnung für die Halbleiterdioden nicht einheitlich. Unter den derzeit in der DDR gefertigten und für unsere Basteleien interessierenden Dioden können wir aber aus der Typenbezeichnung einige Anhaltspunkte entnehmen.[1] So sind die mit OA ... und GA ... beginnenden Arten sämtlich Germaniumspitzendioden in Allglasausführung. Universaltyp für uns ist die preiswerte OA 625 bzw. GA 100. Wo hohe Sperrspannung oder hoher Sperrwiderstand bzw. geringer Sperrstrom gefordert wird, kommt die GA 104 bzw. OA 705 oder die OA 685 bzw. GA 103 in Frage. Die erste kann bis 100 V, die zweite bis 80 V belastet werden. Maximalstromstärke für unsere Zwecke nicht über 10 bis 15 mA wählen! Für höhere Stromstärken werden Flächendioden verwendet, und zwar bis 100 mA die Germaniumflächendioden GY 100 (bis 20 V) oder GY 101 (bis 35 V), bis zu Strömen von 1 A die Dioden GY 110 (bis 20 V) oder GY 111 (bis 35 V). Die zuletzt genannten Dioden brauchen ab Strömen von etwa 0,3 A jedoch schon ein Kühlblech!

1.1.2. *Umgang mit Halbleiterdioden*

Die Halbleiterkristalle — besonders Germanium — sind sehr wärmeempfindlich, die Sperrschichten darüber hinaus sehr empfindlich gegen jede (auch kurzzeitige) Überspannung. Deshalb ist beim Ein-

---

[1]) Siehe hierzu auch Anhang.

löten dieser Bauelemente besondere Sorgfalt nötig. Das gilt übrigens auch für die Transistoren.

Merke die wichtigsten Regeln!

Anschlußdrähte auf nicht weniger als 10 mm kürzen! Das Bauelement mit wenig Zinn schnell einlöten (Lötdauer nicht länger als 1 Sekunde!). Damit die Lötstelle trotzdem gut bindet, soll der Lötkolben nicht zu kalt sein. Jedes unnötige Löten an der einmal angeschlossenen Diode vermeiden; notfalls den Anschlußdraht vor der Diode mit einer großflächigen Flachzange fassen, um die Wärme abzuleiten (Lötwärme gelangt sonst über den Draht zum Kristall und zerstört ihn). Die Anschlußdrähte dürfen nicht unmittelbar an der Glasdurchführung gebogen werden, sonst kommt es zu feinen Glasrissen, und die eindringende Luftfeuchte zerstört binnen kurzer Zeit die Diode. Zum Vermeiden von Überspannungen den Lötkolben entweder erden oder während der Lötung vom Netz ziehen. Da fast jeder Lötkolben einen minimalen Feinschluß zwischen Heizer und Gehäuse aufweist, zerstört sonst die Netzspannung die Diode sofort durch Spannungsdurchschlag.

Einige Sonderformen von Dioden sind für uns zunächst ohne Bedeutung und sollen daher hier nur kurz erwähnt werden. Bei der Kapazitätsdiode oder *Varicap*-Diode wird die Diodensperrschichtkapazität ausgenutzt. Sie ist bei allen Dioden von der angelegten Sperrspannung abhängig. *Varicap*-Dioden zeigen diese Eigenschaft sehr ausgeprägt und können daher als *variabler Kondensator* (so z. B. für automatische Nachstimmeinrichtungen) benutzt werden. Bei der *Zener*diode wird die Durchbruchspannung (U_Z in Bild 1.6.) ausgenutzt. Sie liegt bei diesen Dioden sehr niedrig (4 bis 25 V). Anwendung für Spannungsstabilisierungen in speziellen Schaltungen. — Die *Tunneldiode,* ein noch relativ neuartiges Bauelement, weist im Durchlaßgebiet einen fallenden Kennlinienteil auf. Die Durchlaßkennlinie verläuft dort etwa wie ein liegendes S. Im fallenden Kennlinienteil hat diese Diode einen negativen Durchlaßwiderstand, sie eignet sich daher zur Schwingungserzeugung, Entdämpfung und Verstärkung. — Näheres über diese Bauelemente u. a. in der Broschüre *Einführung in die Dioden- und Transistortechnik* von H. J. Fischer (Heft 34 der Reihe *Der praktische Funkamateur*) und im *Großen Elektronikbastelbuch.*

1.2. Transistoren

1.2.1. Die «Verwandtschaft» Diode — Transistor

Betrachten wir nochmals Bild 1.5. Wird in den Germaniumkristall noch eine zweite Indium-Perle von der anderen Seite her eingeschmolzen, so gewinnt man ein Gebilde gemäß Bild 1.10. Die beiden Kontaktperlen werden so weit einlegiert, daß sich ihre Sperrschichten im Kristallinneren bis auf wenige tausendstel Millimeter nähern, ohne aber ganz ineinander überzugehen! Wenn wir bedenken, daß der Germaniumkristall nur etwa 1 mm^2 groß ist und die beiden Kontaktperlen mit bloßem Auge kaum noch zu erkennen sind, können wir die technologischen Schwierigkeiten bei der Herstellung ungefähr ahnen. Allein die technische Verwirklichung dieses Vorganges ist ein Fachgebiet für sich!

Betrachten wir zunächst, was für ein Gebilde wir, rein elektrisch gesehen, erhalten haben. Offenbar eine Kombination zweier kleiner Flächendioden, die so verbunden sind, wie es Bild 1.11.1. zeigt. Die Katode ist beiden Dioden gemeinsam; insofern trifft also die Darstellung nach Bild 1.11.2. mehr zu. Diese gemeinsame Katode nennt man Basis (in Bild 1.10. ist diese Bezeichnung bereits eingetragen). Um die beiden «Anoden» der Diodenkombination unterscheiden zu können, bezeichnet man sie als Kollektor — abgekürzt C — und Emitter E. Diese Namen gehen auf die physikalische Funktion dieser Elektroden zurück, deren Erklärung hier jedoch zu kompliziert wäre. Nehmen wir die Bezeichnungen deshalb vorläufig ohne Erklärung hin.

Das Gebilde in Bild 1.10. ist bereits ein fertiger Transistor. Bevor wir auf seine Eigenschaften zu sprechen kommen, prägen wir uns sein

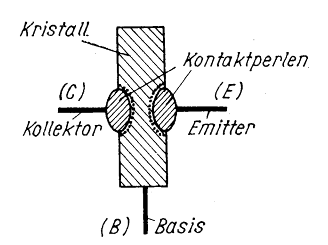
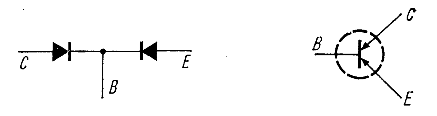


Bild 1.10.
Prinzipaufbau eines Flächentransistors



Bilder 1.11.1. und 1.11.2. Der Aufbau nach Bild 1.10. kann elektrisch als gegenpolige Reihenschaltung zweier Dioden aufgefaßt werden (1.11.1.), die eine gemeinsame Katode, genannt Basis, haben (1.11.2.)

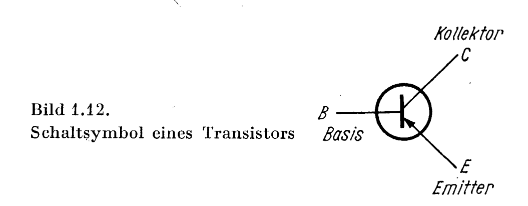


Bild 1.12.
Schaltsymbol eines Transistors

Schaltsymbol ein (Bild 1.12.). Der Kollektor ist dadurch kenntlich, daß ihm die Pfeilspitze fehlt. Das hat einen besonderen Grund, der sich leicht einprägt: Diese Diodenstrecke (Kollektor — Basis) wird in Sperrichtung betrieben.

1.2.2. Aufbau und Funktion des Transistors

Bild 1.13. zeigt den Aufbau eines Germanium-Legierungstransistors, etwa der (veralteten, aber noch weitverbreiteten) DDR-Bauform Typ OC 810 ... 813. Ganz ähnlich sind die Transistoren der Reihe GC 116 ... 123 aufgebaut. Der Kristall hat die Form eines Plättchens, das vom Basis-Zuleitungsdraht gehalten wird. Beiderseits sind die Emitter- und Kollektorperle einlegiert und durch dünne Verbindungsdrähtchen mit den kräftigen Zuleitungsdrähten für Emitter und Kollektor verbunden. Das Ganze ist — wieder mit Rücksicht auf die schädliche Luftfeuchtigkeit — in einem Metallgehäuse luftdicht verschlossen. Transistoren sind also nicht luftleer, sondern lediglich mit extrem trockener und von Fremdkörpern freier Luft gefüllt! Luftfeuchte bedeutet «Gift» für Transistoren, und wenn ein Transistor undicht wird, kann man ihn kaum noch gebrauchen. Die aufbau-

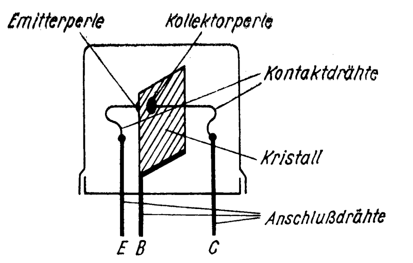


Bild 1.13.
Praktischer Aufbau eines Germaniumtransistors älterer Bauart

mäßige Verwandtschaft zur Diode ist unverkennbar; alles dort zum Einbau Gesagte gilt hier noch in erhöhtem Maße.

Bauen wir jetzt einmal eine Versuchsschaltung nach Bild 1.16. auf (allerdings erst einmal nur in Gedanken, um den Transistor nicht zu beschädigen). Schalter S sei offen. Strommesser I 2 zeigt zunächst keinen Strom an. Das ist verständlich, wenn wir die Stromrichtung, von Batterie B 2 ausgehend, verfolgen. Die Kollektor-Basis-Strecke (an diese Ausdrucksweise wollen wir uns nun gewöhnen) ist ja, wie ein Vergleich mit Bild 1.11. und 1.12. beweist, gesperrt. Könnten die Elektronen vom Kollektor zur Basis übertreten, so wäre der Stromkreis geschlossen — denn die Strecke Basis—Emitter ist für diesen Stromkreis in Durchlaßrichtung gepolt, wie sich ohne weiteres erkennen läßt.

Bei näherem Hinsehen erkennen wir, daß I 2 doch einen ganz minimalen Strom anzeigt. Das ist uns nicht neu. Es handelt sich hierbei um den Sperrstrom der Kollektor-Basis-Strecke, und den Sperrstrom kennen wir schon von der Diode her.

Schließen wir nun Schalter S. Zunächst zeigt I 1 erwartungsgemäß einen Stromfluß an, denn über die in Durchlaßrichtung gepolte Strecke Basis-Emitter ist der Kreis geschlossen. Batterie B 1 liegt mit Minus an der Basis (= Katode!). Dabei stellen wir jedoch einen überraschenden Erfolg fest: Nunmehr zeigt auch I 2 einen Strom an; dieser ist sogar beträchtlich stärker als der von I 1 angezeigte, obwohl die Kollektor-Basis-Strecke nach wie vor in Sperrichtung gepolt ist! Wie erklärt sich das?

Leider ist die wissenschaftlich exakte Erklärung für diesen Effekt wiederum sehr kompliziert. Benutzen wir daher statt dessen einen anschaulichen — allerdings, das muß uns für später klar sein — phy-

sikalisch nicht ganz exakten Vergleich. Bei der Erklärung zu Bild 1.10. wurde betont, daß sich beide Sperrschichten extrem nahe gegenüberstehen. Wenn nun Elektronen von der Basis zum Emitter fließen (was dem Stromkreis mit B 1 und I 1 in Bild 1.16. entspricht), dann können wir uns bildlich vorstellen, daß diese Elektronen gewissermaßen durch eine Art Sogwirkung — durch die Kollektorsperrschicht hindurch — die Elektronen aus dem Kollektor mitreißen, die dort

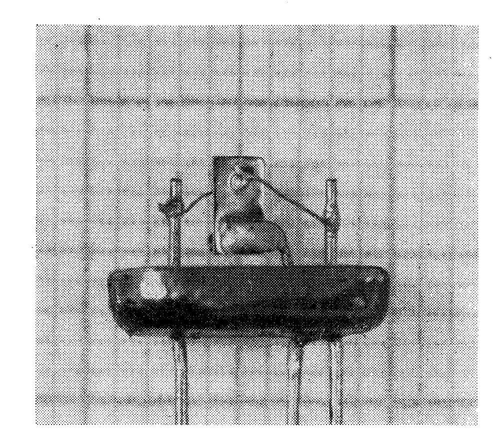


Bild 1.14.
Prinzipieller Aufbau des Flächentransistors. Anschlüsse von links nach rechts: Kollektor, Basis und Emitter

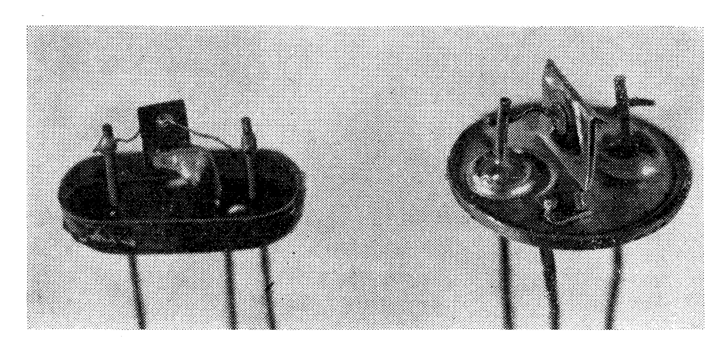


Bild 1.15. Innerer Aufbau von Ge-Flächentransistoren (links DDR-Typ OC 811, rechts SU-Typ P 15II). Trotz anderer Gehäuseform sind die Transistoren GC 116 ... 123 sehr ähnlich aufgebaut

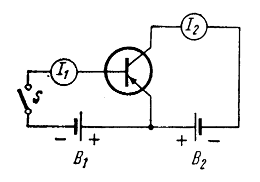
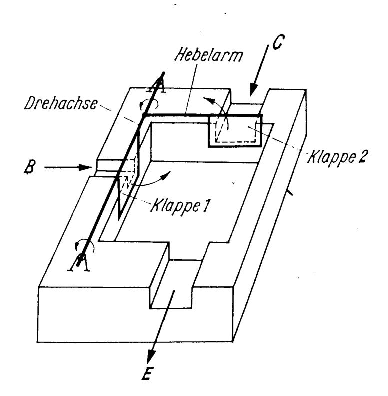


Bild 1.16.
Versuchsschaltung zur Beobachtung des Stromverstärkungseffekts (Prinzip). In dieser Form kann die Schaltung nicht ohne weiteres betrieben werden (s. Erläuterungen im Text)

infolge der Spannung der Batterie B 2 (Bild 1.16.) angestaut sind. Dadurch wird den vom Kollektor kommenden Elektronen das Überschreiten der Kollektorsperrschicht ermöglicht. Diese Elektronen durchqueren die dünne Basiszone und kommen zusammen mit den bei der Basis eingespeisten Elektronen beim Emitter zum Vorschein. In der Basiszone bedeutet diese Tatsache dann eine Zunahme der Stromdichte (da sich dort die Elektronen von Basis und Kollektor vereinen). Dies wiederum ruft eine verstärkte Sogwirkung hervor, wodurch noch mehr Elektronen vom Kollektor mitgerissen werden. So etwa können wir uns — grob vereinfacht — vorstellen, daß ein Basis-Emitter-Stromfluß einen Kollektor-Emitter-Stromfluß auslöst, wobei der Kollektorstrom um ein vielfaches stärker sein kann als der Basisstrom.

Eine anschauliche Vorstellung dafür kann uns das Kanalmodell geben (Bild 1.17.). Dort ist ein Wasserbassin gezeichnet, das einen Abfluß (E = Emitter) und zwei Zuflüsse (B = Basis, C = Kollektor) hat. Die Klappe vor C kann zwar über Drehachse und Hebelarm nach oben wegschwenken, aber nicht allein durch bei C zuströmendes Wasser beiseite gedrückt werden. Kommt nur bei C Wasser an, so wird dieses durch Klappe 2 zurückgehalten, d. h. gesperrt. Anders dagegen bei Zufluß B. Sobald hier auch nur ein geringer Wasserstrom kommt, hebt er die Klappe 1 an. Über Drehachse und Hebelarm hebt sich dabei auch Klappe 2, so daß — ausgelöst von dem geringen Wasserzustrom bei B — jetzt reichlich Wasser bei C zufließen kann. Die gesamte Wassermenge kommt dann bei E wieder zum Vorschein. Mit einem geringen Wasserstrom bei B kann also ein starker Wasserstrom bei C gesteuert werden. Ändert sich die Wasserstromstärke im Kanal B, so ändert sich der Anhebungsgrad der Klappen und damit auch — jedoch um ein mehrfaches verstärkt — die bei C fließende Wassermenge. Dies ist, mechanisch veranschaulicht, das Verstärkerprinzip des Transistors. Der im Versuch bei Bild 1.16. beobachtete Effekt

Bild 1.17.
Das Kanalmodell — ein mechanisches Vergleichsmodell zur Veranschaulichung der Transistorfunktion



wäre damit erklärt. Auf ihn gehen praktisch alle Transistoranwendungen zurück.

Wir lernen bei diesem Vergleich einen wichtigen Begriff kennen: den *Stromverstärkungsfaktor*. Erhöhen wir beim Kanalmodell den Zustrom bei B um das Doppelte, dann nimmt auch bei C der Wasserzufluß um das Doppelte zu. Ebenso ist es beim Transistor. Wenn wir z. B. der Basis einen Strom von 1 mA zuführen, so kommt in der Kollektorzuleitung ein Stromfluß von z. B. 5 mA zustande. Damit haben wir aber bereits eine 5fache Verstärkung des Basistromes! Erhöhen wir den Basistrom von 1 mA auf 2 mA, so steigt der Kollektorstrom von 5 mA ebenfalls auf den doppelten Wert, d. h. auf 10 mA. Der Stromverstärkungsfaktor — er ergibt sich in diesem Fall aus Kollektorstrom geteilt durch Basisstrom — ist gleichgeblieben:

$$\frac{5}{1} = \frac{10}{2} = 5\,.$$

Die Kollektorstromänderung folgt also der Basisstromänderung proportional. Dieser Begriff des Stromverstärkungsfaktors wird uns noch oft begegnen, er gehört zu den wichtigsten Begriffen der Transistortechnik. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß der Stromverstärkungsfaktor nicht völlig konstant ist. Er hängt in gewissen Grenzen vom fließenden Kollektorstrom ab. Dieser wiederum ist demzufolge dem Basisstrom nicht streng proportional; doch hält sich die Änderung in so geringen Maßen, daß sie für uns vorläufig außer acht bleiben kann.

Noch auf eine andere Eigenart sei hingewiesen, obwohl sie uns bei praktisch ausgeführten Geräten normalerweise nicht begegnet. Wenn wir uns den Aufbau des Transistors nochmals ansehen, stellen wir fest, daß zwischen Kollektor und Emitter (Bild 1.10., 1.11. und 1.12.) eigentlich kein erkennbarer Unterschied besteht. Beide Elektroden scheinen gleichwertig. Also müßte unser Versuch nach Bild 1.16. auch klappen, wenn wir die Anschlüsse Kollektor und Emitter vertauschen? Tatsächlich ist das der Fall. Der Transistor arbeitet auch dann! Den Bastlern, die schon mit Röhren zu tun hatten, wird das sehr verwunderlich vorkommen — es beweist aber letztlich nur, wie wenig funktionelle Ähnlichkeit Transistor und Röhre trotz ihrer vielfach gleichartigen Verwendungsmöglichkeiten haben! Der Transistor arbeitet auch dann, wenn Emitter und Kollektor vertauscht werden — allerdings mit wesentlich geringerem Stromverstärkungsfaktor! Das liegt aber nicht im Prinzip begründet, sondern nur in technologischen Herstellungsfeinheiten (so sind z. B. Kollektor- und Emitterperle verschieden groß, was u. a. mit ihrer verschieden großen Belastung zusammenhängt — Betrieb der einen in Sperrichtung, der anderen in Durchlaßrichtung). Tatsächlich gibt es Spezialtransistoren, die in beiden Anschlußarten gleiche Verstärkung aufweisen; mit ihnen ist u. a. in speziellen Schaltungen (z. B. der später gezeigten Basisschaltung) eine Verstärkung in beiden Richtungen möglich (weiterer Unterschied zur Röhre, die nur in Richtung Gitter — Eingang zu Anode — Ausgang, nicht umgekehrt arbeitet!). Manchmal werden auch normale Transistoren invers betrieben, d. h. mit vertauschtem Emitter und Kollektor. Diese Spezialschaltungen sind für uns augenblicklich ohne Bedeutung — aber wir wollen beim Fehlersuchen und bei experimenteller Unterscheidung der Anschlüsse unbekannter Transistoren daran denken!

Damit sind uns nun bereits zwei Kenngrößen des Transistors bekannt: einmal der als Kollektorreststrom bezeichnete Sperrstrom der Kollektor-Basis-Strecke, zum anderen der Stromverstärkungsfaktor. Wir kommen später noch auf diese Begriffe zurück.

Bevor wir uns jetzt mit den Grundschaltungen des Transistors beschäftigen, sei noch kurz erwähnt, daß es für die praktische Ausführung von Transistoren inzwischen eine ganze Reihe von Herstellungsverfahren gibt. Diese Technik ist noch sehr im Fluß und bringt laufend neue Ergebnisse und Verfahren. Die älteste, heute nicht mehr benutzte Transistorform entstand aus der Kombination zweier Spit-

zendioden (denken wir uns — in Bild 1.2. bis 1.3. Drahtspitzen unmittelbar nebeneinandergesetzt). Dieser Spitzentransistor ist wegen verschiedener Nachteile längst außer Gebrauch gekommen und durch den uns schon bekannten *Flächentransistor* abgelöst. Ihn haben wir in seiner ältesten, jedoch auch heute noch verbreiteten Bauform als Legierungstransistor kennengelernt. Anstatt die beiden Elektroden in den Kristall einzuschmelzen (einzulegieren), kann man sie auch eindampfen. So werden die — vorwiegend für HF-Zwecke benutzten — Diffusionstransistoren hergestellt. Weiterentwickelte Verfahren, die z. B. mit Ätzungen arbeiten, führten zum Mesa-Transistor, zum Planar- und Epitaxialplanar-Transistor. Obwohl der Aufbau dieser Transistoren keine Ähnlichkeit mit Bild 1.10. und 1.13. mehr hat, ist das Funktionsprinzip das gleiche. Ähnlich wie bei Dioden kann man statt von Germanium von Silizium ausgehen und kommt dann zu für bestimmte Zwecke verbesserten elektrischen Eigenschaften (Siliziumtransistoren). Schließlich lassen sich Halbleitermaterialkombinationen für Kristall und Kontaktperlen bzw. Emitter- und Kollektorelektroden finden, die eine umgekehrte Polung ergeben. Die Basis ist dann nicht gemeinsame Katode beider Diodenstrecken, sondern gemeinsame Anode — in der Schaltung sind dann alle Betriebsspannungen gerade umgekehrt gepolt. Diese als npn-Typen (npn = negativ-positiv-negativ) bezeichneten Transistoren werden in der DDR zur Zeit nur als Siliziumtransistoren gefertigt; die Germaniumtransistoren, mit denen wir beim Basteln zu tun haben, sind demgemäß pnp-Transistoren (pnp = positiv-negativ-positiv). Wir können an dieser Stelle nicht auf das Frequenzverhalten von Transistoren und auf die speziellen mit Hochfrequenztransistoren zusammenhängenden Probleme eingehen. Alle diese Zusammenhänge sind sehr kompliziert und für den Anfänger zunächst schwer zu überblicken — auch kommen wir beim Studium der Grundlagen vorläufig noch ohne diese Dinge aus. Worum es dabei grundsätzlich geht, erkennt man ungefähr, wenn man das bei Dioden zu Diodenkapazität und Frequenzverhalten Gesagte noch einmal überliest. Ähnlich — nur weit schwieriger zu lösen — sind die Probleme beim Transistor.

Bisher haben wir nur von Stromverstärkung gesprochen. Meist interessiert aber die *Verstärkung einer Spannung*. Zunächst scheint das nicht schwierig zu sein. Betrachten wir dazu Bild 1.18. Zwischen Basis und Emitter legen wir eine Wechselspannung an. Da die Basis-Emitter-Diodenstrecke wie jede Diode einen bestimmten Durchlaß-

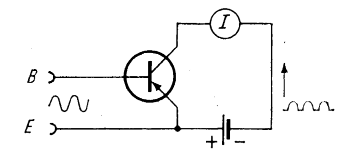


Bild 1.18.
Wenn die Basis des Transistors keine Vorspannung erhält, wird von der angelegten Eingangswechselspannung nur eine Halbwelle verstärkt

widerstand hat, ergibt die angelegte Spannung auch einen definierten Basisstromfluß, der nun — entsprechend verstärkt — als Kollektorstromfluß auftreten müßte. Da die Wechselspannung periodisch schwankt, dürften also auch Basisstrom und demzufolge Kollektorstrom schwanken. Doch halt! Basisstrom kann ja nur fließen, wenn die Wechselspannung mit Minus an der Basis auftritt; in der anderen Halbwelle sperrt jedesmal die Emitterdiode! Also kann auch nur eine Halbwelle der Wechselspannung — die negative, bei der die Emitterdiode leitet — verstärkt werden, und was im Kollektorkreis ankommt, ist ein getreues Abbild dieser Halbwelle, hat also mit der angelegten Spannung keine Ähnlichkeit mehr! Auf diese Weise geht es demnach nicht. Wir wenden daher einen Kniff an (Bild 1.19.): Über den Widerstand R wird der Basis zunächst einmal ein geringer Gleichstrom zugeführt, den wir der Einfachheit halber gleich aus der für den Kollektorstromkreis vorhandenen Batterie mit entnehmen. Es fließt also ständig ein gewisser mittlerer Basisstrom und damit auch ein mittlerer Kollektorstrom (der um den Faktor der Stromverstärkung größer ist als der durch R bestimmte Basisstrom). Wenn wir jetzt unsere Wechselspannung zwischen Basis und Emitter anlegen, überlagert sie sich dem Basis-Gleichstrom. Dieser schwankt nun im Takt der Wechselspannung, ohne aber seine Richtung umzukehren. (Vorbedingung dafür ist: Der von der Wechselspannung erzeugte Basis-*Wechsel*strom darf nicht größer sein als der von R kommende Basis-*Gleich*strom). Nun schwankt also auch der Kollektorstrom im Takt der Wechselspannung, jedoch verstärkt um den

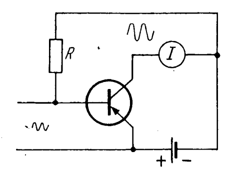


Bild 1.19.
Durch Zuführung einer Basisvorspannung über den Widerstand R bleibt die Strecke Basis-Emitter ständig in Durchlaßrichtung. Jetzt werden beide Halbwellen der Wechselspannung verstärkt

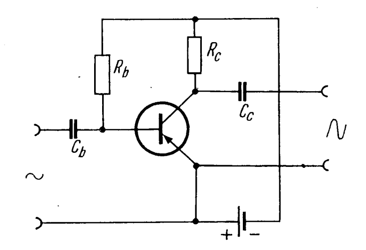


Bild 1.20.
Prinzipschaltbild einer vollständigen Transistorverstärkerstufe für Wechselspannungen

Stromverstärkungsfaktor. Da wir aber eine Spannungsverstärkung beabsichtigen, müssen wir diesen bei I fließenden Kollektorstrom in eine Spannung umwandeln. Bild 1.20. zeigt, wie das geschieht. An Stelle des Instrumentes I ist jetzt ein Widerstand, der Kollektorwiderstand Rc, eingefügt. Den Basiswiderstand Rb kennen wir bereits aus Bild 1.19. Der Kollektorstrom erzeugt an Rc einen Spannungsabfall (nach dem Ohmschen Gesetz). Schwankt der Kollektorstrom im Takt der bei der Basis zugeführten Wechselspannung, so schwankt auch der Spannungsabfall an Rc entsprechend — wir können an Rc die verstärkte Wechselspannung abgreifen! Das ist bereits das Prinzip einer Transistorverstärkerstufe. In Bild 1.20. sind jedoch noch einige weitere Vorkehrungen getroffen. Die Basis-Wechselspannung führen wir jetzt über den Basis-Doppelkondensator Cb zu. Er verhindert, daß der über Rb zugeführte Basisstrom *rückwärts* über unsere Wechselspannungsquelle anstatt, wie vorgesehen, über die Basis abfließt. Eine ähnliche Aufgabe hat der Kollektor-Koppelkondensator Cc. Hinter Cc erhalten wir jetzt nur die an Rc abfallende Wechselspannung, aber nicht mehr die — meist störende — gleichzeitig am Kollektor vorhandene Kollektor-Gleichspannung.

Ferner nehmen wir die Ausgangswechselspannung (s. Bild 1.20.) zwischen Kollektor und Emitter ab, also nicht parallel zu Rc. Elektrisch ist das das gleiche, denn die Batterie hat für Wechselspannung einen so geringen Innenwiderstand, daß wir sie für die Ausgangswechselspannung als nicht vorhanden ansehen können. Für die Ausgangsspannung ist also der Minuspol bzw. der obere Anschluß von Rc gleichbedeutend mit Batterie-Plus bzw. Emitter. Es bleibt daher grundsätzlich ohne Bedeutung, ob der untere Ausgangsspannungsanschluß am oberen Ende von Rc oder am Emitter liegt. Daß die zuletztgenannte Methode schaltungstechnisch einen Vorteil

bietet, stellt sich heraus, wenn wir zwei solche Transistorstufen zusammenschalten. Das macht man, wenn die Verstärkung einer Stufe allein nicht ausreicht. Die Verstärkungen beider Stufen multiplizieren sich auf diese Weise. Bild 1.21. zeigt die prinzipielle Schaltung eines zweistufigen Verstärkers, entstanden aus der Kombination zweier Stufen nach Bild 1.20.

Transistor T 1, Basiswiderstand Rb 1 und Kollektorwiderstand Rc 1 bilden die erste Stufe; die entsprechenden Bauelemente enthält auch die zweite Stufe mit T 2. Zunächst erkennen wir, daß für beide Stufen ohne weiteres eine gemeinsame Batterie verwendet werden kann. In gleicher Weise ließen sich auch drei oder mehr Stufen kombinieren. Die Batterie-Plusleitung geht dabei durch alle Stufen. Aus Bild 1.18. bis 1.20. wissen wir, daß die Eingangswechselspannung zwischen Basis und Emitter — der Batterie-Plusleitung also — zugeführt werden muß. Die Eingangsspannung der zweiten Stufe bildet aber gleichzeitig die Spannung, die wir vom Kollektor der ersten Stufe abnehmen — und jetzt wird auch klar, warum es günstig ist, wenn der zweite Pol dieser Spannung am Emitter von T 1 liegt (wie bei Bild 1.20.): Dann liegt er nämlich gleichzeitig am Emitter von T 2, wie es für dessen Eingangsanschluß sein muß!

Der Zweck der Kondensatoren Cb 1 und Cc 2 wurde bei Bild 1.20. schon erwähnt. Besonders deutlich wird das zwischen T 1 und T 2. Am Kollektor von T 1 steht eine höhere Gleichspannung, als an der Basis von T 2 — die ja in Durchlaßrichtung zum Emitter arbeitet! — auftreten darf. Cb 2 riegelt diese unerwünschte Kollektorspannung

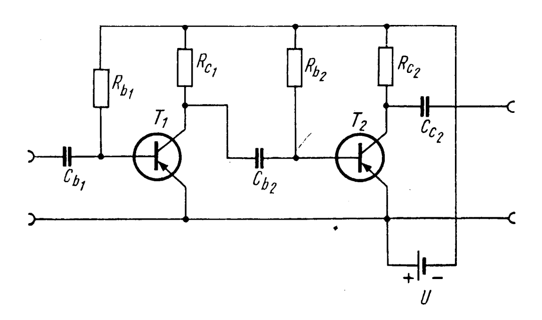


Bild 1.21. Prinzipschaltbild eines zweistufigen Verstärkers, entstanden aus der Hintereinanderschaltung zweier Stufen nach Bild 1.20.

gegen die Basis von T 2 ab und erfüllt dabei gleichzeitig die Aufgabe des Kollektorkondensators Cc für T 1 und die des Basiskondensators Cb für T 2.

Damit sind wir über die grundsätzliche Funktion eines Transistorverstärkers informiert. Eine für die Praxis wichtige Nebenerscheinung sei aber schon hier erwähnt. Bei Bild 1.20. wurde die Rolle des Innenwiderstands der Batterie für die Ausgangswechselspannung erläutert. Sie entsteht an Rc und gelangt über die Batterie zum Emitter. Wird nun der Innenwiderstand der Batterie zu hoch (das ist vor allem bei Alterung oder Erschöpfung der Batterie der Fall!), so entsteht auch an diesem Innenwiderstand, also an den Batterieklemmen, ein Teil der Ausgangswechselspannung. Beim einstufigen Verstärker nach Bild 1.20. hat das zunächst keine nachteiligen Folgen — lediglich der an der Batterie abfallende Wechselspannungsanteil geht verloren. Anders im mehrstufigen Verstärker nach Bild 1.21.! Die Batterie ist in diesem Fall beiden Stufen gemeinsam. Infolgedessen gehen auch die Stromläufe für die Ausgangswechselspannungen beider Stufen über diesen gemeinsamen Weg. Ist nun der Innenwiderstand der Batterie zu hoch, so kommt es zu Verkopplungen beider Wechselspannungen, und das führt entweder zu starken Verzerrungen, ja sogar zum Entstehen von Selbsterregung, d. h. *wilden Schwingungen* im Verstärker, der dadurch völlig unbrauchbar wird. In Geräten, bei denen verhältnismäßig viele Transistorstufen aus einer Batterie gespeist werden, ist natürlich diese Gefahr besonders ausgeprägt. Häufig legt man dann parallel zur Batterie einen Kondensator mit möglichst großem Kapazitätswert, der für die Wechselspannung einen Kurzschluß bedeutet und die Verkopplung am Innenwiderstand der Batterie weitgehend verhindert.

Über Art und Zustandekommen des Innenwiderstands einer Batterie findet der Leser nähere Einzelheiten in Heft 1 dieser Reihe.

1.2.3. Die Grundschaltungen des Transistors und ihre Eigenschaften

Ähnlich wie in der Röhrentechnik gibt es auch beim Transistor verschiedene Schaltungsgrundarten, die ganz unterschiedliche Eigenschaften haben. Sie sollen hier mit ihren wichtigsten Merkmalen vorgestellt werden, denn auf eine dieser drei Grundschaltungen läßt sich jede beliebige Transistorschaltung zurückführen. In verschie-

denen einführenden Büchern zu diesem Thema finden wir Vergleiche zwischen der jeweiligen Transistorgrundschaltung und der analogen Röhrengrundschaltung. Solche Vergleiche können aber den Anfänger in der Praxis sehr leicht zu falschen Schlußfolgerungen führen. Wir wollen deshalb lieber darauf verzichten, solche Vergleiche zu benutzen.

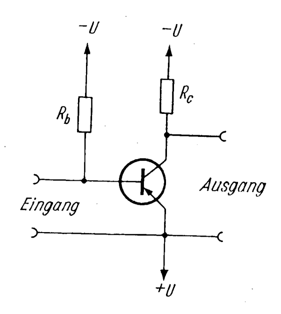
Man unterscheidet drei Grundschaltungen des Transistors: die *Emitterschaltung*, die *Basisschaltung* und die *Kollektorschaltung*. Der Name deutet jeweils an, welche der drei Transistorelektroden der gemeinsame Pol für Eingangs- und Ausgangsspannungen ist; er kennzeichnet die Schaltungsweise des Transistors. Häufig ist dieser gemeinsame Pol gleichbedeutend mit dem *Masseanschluß*, der gemeinsamen *Null-Leitung* des ganzen Geräts, an dem fast immer auch der Batterie-Pluspol angeschlossen wird.

1.2.3.1. Die Emitterschaltung

Die Emitterschaltung ist die am häufigsten anzutreffende, für uns in der Praxis am meisten benutzte Schaltung. Wir kennen sie bereits aus Bild 1.18. bis 1.21. In Bild 1.22. wird sie nochmals gezeigt, wobei alles im Augenblick Unwesentliche fortgefallen ist. Die Anschlüsse +U und —U führen zu den entsprechenden Batteriepolen. Wir wissen, daß Rb die Aufgabe hat, der Basis einen mittleren Strom aufzuprägen oder, was das gleiche ist, zwischen Basis und Emitter eine geringe Gleichspannung in Durchlaßrichtung — die Basis-Vorspannung — zu erzeugen. Dieser Vorspannung überlagert sich dann die am Eingang angelegte, zu verstärkende Wechselspannung. Am Widerstand Rc fällt bereits ein Teil der Batteriespannung als Gleichspannung ab, denn wegen der Basis-Vorspannung fließt schon ein mittlerer Kollektorstrom durch Rc. Der gemeinsame Pol für Eingangs- und Ausgangsspannung ist (wie schon in vorangegangenen Bildern erkennbar) der Emitter.

Wir hatten anfangs den Begriff *Eingangswiderstand* kurz gestreift. Wir können ihn uns — stark vereinfacht für unsere Zwecke — als den Widerstand der Strecke Basis—Emitter vorstellen. Da diese Diodenstrecke wegen der Basisvorspannung in Durchlaßrichtung arbeitet, ist der Eingangswiderstand in dieser Schaltung nicht sehr groß, praktisch können wir mit etwa 1 bis 5 kΩ rechnen. Will man am Eingang eine Spannungsquelle anschließen, dann sollte man auf jeden

Bild 1.22.
Die Emitterschaltung — die häufigste Grundschaltung des Transistors



Fall diesen Wert ungefähr kennen. Jede Spannungsquelle hat einen Innenwiderstand; das gilt auch für Mikrofone oder vorangehende Schaltungsgruppen. Dieser Widerstand, auch Quellenwiderstand genannt, darf nicht beliebig gewählt werden. Ist er wesentlich größer als der Eingangswiderstand unserer Emitterschaltung, so bricht die Quellenspannung zusammen, d. h., die Quelle wird mehr oder weniger kurzgeschlossen, was in der Praxis neben großem Verstärkerverlust des Gesamtgeräts auch Klangverfälschungen, Verzerrungen u. ä. ergeben kann. Dagegen kann man mit einem Quellenwiderstand arbeiten, der kleiner ist als der Eingangswiderstand der Transistorstufe. Optimale Übertragung der von der Quelle gelieferten elektrischen Leistung wird aber stets dann gewährleistet sein, wenn der Gleichung

Quellenwiderstand = Verbraucherwiderstand

entsprochen wird, wenn also der Innenwiderstand der Eingangsspannungsquelle etwa gleich dem Eingangswiderstand der Transistorstufe ist. Man spricht dann von einer an den *Verbraucher* — den Transistoreingang — *angepaßten* Quelle. Näher auf das umfangreiche Problem der Anpassung einzugehen ist im Rahmen dieser Broschüre nicht möglich. Das Prinzip ergibt sich aber bereits aus dem in Heft 1 dieser Reihe zum Innenwiderstand Gesagten. Im Prinzip sind die Verhältnisse auch hier nicht anders als bei den einfachen in Heft 1 genannten Grundschaltungen mit Batterie und Lampe.

Praktisch bedeutet das: Wir können hochohmige Quellen, also solche mit hohem Innenwiderstand (wie etwa Kristallmikrofone oder

Kristalltonabnehmer), nicht an den Eingang der Emitterschaltung anschließen. Dafür wäre eine Schaltungsart des Transistors mit höherem Eingangswiderstand nötig, wie wir sie noch kennenlernen werden. Es ist zu beachten, daß wir es hierbei mit Wechselspannungen und Wechselströmen am Eingang und Ausgang zu tun haben und daß die entsprechenden Eingangs-, Quellen- sowie sonstigen Widerstände sämtlich Wechselstromwiderstände sind. An den Verhältnissen ändert sich also auch nichts, wenn man dem Eingang und Ausgang Koppelkondensatoren [wie z. B. in Bild 1.20.] vorschaltet. Außerdem sei der Vollständigkeit halber erwähnt, daß diese Widerstandsbegriffe genau genommen wesentlich komplizierter zu definieren wären; für Mathematiker: Es handelt sich nicht um reelle, sondern meist um komplexe Größen. Für den Anfang wollen wir aber diese exakte Definition beiseite lassen und statt dessen versuchen, für die Begriffe Eingangs- und Ausgangswiderstand eine anschauliche Vorstellung zu finden.

Der *Ausgangswiderstand* einer Transistorstufe ist nicht so einfach vorstellbar wie der Eingangswiderstand. Wir können etwa annehmen, daß die Strecke Kollektor—Emitter einen gewissen Widerstand haben muß, denn es fließt durch sie der Kollektorstrom, außerdem tritt zwischen Kollektor und Emitter die Kollektorspannung auf, die mitunter fast gleich der Batteriespannung ist (nämlich dann, wenn Rc für Gleichstrom geringen Widerstand hat! Das ist z. B. der Fall, wenn man bei Rc eine Trafowicklung einschaltet). Aus Kollektorstrom und Kollektorspannung ergibt sich nach dem Ohmschen Gesetz ein Widerstandswert, den wir für unsere Zwecke mit dem Ausgangswiderstand des Transistors gleichsetzen wollen. Da die Kollektorstrecke ungeachtet der Tatsache, daß der Basisstrom einen gewissen Kollektorstrom zum Fließen bringt, in Sperrichtung betrieben wird, ist sofort abzuschätzen, daß der Ausgangswiderstand des Transistors in dieser Schaltung um ein mehrfaches größer sein muß als der Eingangswiderstand. Größenordnungsmäßig liegt er meist bei 10 bis 15 kΩ. Betrachten wir dazu noch einmal Bild 1.21. Wie bereits erläutert, können wir die Batterie für Wechselspannungen als kurzgeschlossen bezeichnen. Rc liegt, so gesehen, der Strecke Kollektor—Emitter wechselspannungsmäßig parallel — deshalb konnten wir ja auch die Ausgangsspannung (vgl. Bild 1.21) zwischen Kollektor und Emitter anstatt parallel zu Rc abnehmen. Für unsere Betrachtung des Ausgangswiderstands bedeutet das nichts anderes, als daß Rc

dem Ausgangswiderstand des Transistors parallel liegt. Uns interessiert aber für die Schaltungspraxis der Ein- und Ausgangswiderstand der gesamten Stufe, d. h. der resultierende Wert dieser Parallelschaltung. Im allgemeinen ist in der Emitterschaltung nach Bild 1.21. Rc meist mit 1 bis 5 kΩ bemessen; in diesen Fällen begehen wir keinen Fehler, wenn wir für überschlägige Schätzungen den Ausgangswiderstand der Emitterschaltung vereinfachend etwa mit dem Wert von Rc gleichsetzen. Was aber nicht heißt, daß Rc selbst diesen Ausgangswiderstand verkörpert!

Wie steht es nun mit der Verstärkung dieser Stufe? Wie wir wissen, bewirkt ein Transistor zunächst einmal eine Stromverstärkung, die wir durch den Kunstgriff mit Rc in eine Spannungsverstärkung umwandeln können. Der Stromverstärkungsfaktor von Transistoren ist nicht bei allen Schaltungsarten gleich. In der für uns wichtigsten Emitterschaltung liegt er zwischen 10 und 300 oder sogar mehr. Er ist eine Exemplareigenschaft jedes einzelnen Transistors und streut (bedingt durch Herstellungstoleranzen) sehr stark; denn er resultiert u. a. aus der jeweils erreichten Stärke und Beschaffenheit der dünnen Basiszone zwischen beiden Kontaktelektroden im Transistor (vgl. Bild 1.10. und 1.13.). Um welche winzigen Dimensionen es dabei geht, wurde eingangs erläutert! Man kann also nicht etwa bei Transistoren mit gleichen Daten rechnen, wie das bei Röhren der Fall ist! Näheres dazu in Abschnitt 2.4. Die Stromverstärkung bildet also eine der wichtigsten Transistoreigenschaften. Sie liegt in der Emitterschaltung immer über 1. Wie leicht zu erkennen ist, hängt von ihr auch die nach Bild 1.22. erreichbare Spannungsverstärkung mit ab. Die Ausgangsspannung ergibt sich als Spannungsabfall an Rc und hängt daher erstens von der Stromverstärkung des Transistors, zweitens vom Wert für Rc ab. Praktisch erreichbar sind 10- bis 30fache Spannungsverstärkungen je Transistorstufe. Man könnte daran denken, höhere Verstärkung durch besonders hohen Rc zu erreichen — aber parallel zu Rc liegt der innere Ausgangswiderstand des Transistors. Dieser wird zunehmend wirksam, und eine weitere Erhöhung von Rc trägt dann nicht mehr zur Steigerung des resultierenden Gesamtwiderstands aus dieser Parallelschaltung bei: Der maximal erreichbaren Spannungsverstärkung sind also Grenzen gesetzt. Zu großer Rc zwingt dann zu sehr kleinen Kollektorströmen — was auch wieder die erreichbare Ausgangsspannung begrenzt, wie uns bei der Betrachtung der Verhältnisse in Bild 1.18. und 1.20. sofort klar wird — oder

zu sehr großer Batteriespannung. Deshalb macht man Rc selten größer als einige Kiloohm.

Das Produkt aus Stromverstärkung und Spannungsverstärkung ist die *Leistungsverstärkung* der Stufe. Sie kann bis zu 10000 betragen. In bezug auf sie verhält sich die Emitterschaltung besonders günstig, was speziell von Interesse ist für Endstufen, bei denen es ja meist auf die Ausgangs*leistung* ankommt.

1.2.3.2. Die Basisschaltung

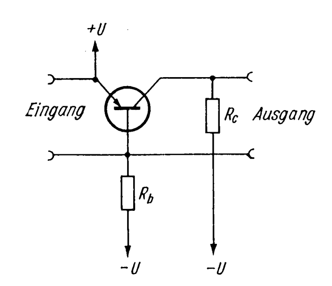
Bild 1.23.1. zeigt die Basisschaltung. Die Eingangsspannung wird wieder zwischen Emitter und Basis zugeführt, die Ausgangsspannung aber jetzt zwischen Basis und Kollektor abgenommen. Daß dies möglich ist, zeigt eine einfache Überlegung zu dem im vorigen Abschnitt erklärten Begriff Ausgangswiderstand. Da die Strecke Basis—Emitter in Durchlaßrichtung niederohmig ist, tritt dieser Ausgangswiderstand — und damit die an ihm abfallende Ausgangsspannung — vorwiegend an der Strecke Kollektor—Basis auf. Wir wollen ohne lange theoretische Erläuterungen gleich die praktischen Eigenschaften dieser Schaltung untersuchen. Die entsprechenden Begriffe sind aus dem vorigen Abschnitt bekannt, ebenso die Bedeutung von Rc und Rb.

Der Eingangswiderstand der Basisschaltung ist sehr niedrig. Größenordnungsmäßig liegt er bei 10 bis 50 Ω. Dagegen ist der Ausgangswiderstand der Basisschaltung sehr hoch (Größenordnung um 100 kΩ). Für Rc können daher hochohmige Verbraucher, z. B. Schwingkreise hoher Güte, eingesetzt werden. Sie dürfen jedoch mit Rücksicht auf den erforderlichen Kollektorstrom und eine erträgliche Batteriespannung keinen allzu großen Gleichstromwiderstand haben. Die Stromverstärkung dieser Schaltung liegt — das ist wichtig — stets unter 1! (Durchschnittswert um 0,85 bis 0,99). Es läßt sich etwa 10fache Spannungsverstärkung und eine Leistungsverstärkung bis 1000 erreichen. Dagegen zeichnet sich ein Transistor in dieser Schaltung durch sehr kleinen Kollektorreststrom aus, was manchmal beachtet werden muß. Nach alledem erscheint diese Schaltung im ersten Moment als nicht sehr günstig.

Ein Transistor in Basisschaltung ist jedoch bis zu wesentlich höheren Frequenzen betriebsfähig als in den anderen Schaltungsarten!

Deshalb hat die Basisschaltung besonders in der HF-Technik große Bedeutung. Für den Bastelanfänger ist sie allerdings zunächst

Bild 1.23.1.
Die Basisschaltung — eine vorwiegend in der HF-Technik benutzte Grundschaltung des Transistors



uninteressant. Er sollte sich lediglich merken, daß Transistoren gewöhnlich dann in Basisschaltung betrieben werden, wenn so hohe Frequenzen zu verarbeiten sind, daß ein Betrieb in einer der anderen Grundschaltungen mit diesem Transistor nicht mehr möglich wäre. Ein Problem für den Konstrukteur ist dann meist der sehr geringe Eingangswiderstand der Basisschaltung, der die Anpassung an die jeweilige Quelle oft erschwert.
Es stört in Bild 1.23.1., daß der Batterie-Pluspol nicht mehr an dem gemeinsamen Pol — der Basis — liegt, der ja meist gleichbedeutend mit Masse bzw. Erde ist. Das läßt sich aber durch einen kleinen Kunstgriff erreichen (s. Bild 1.23.2.). Der Emitterstrom fließt jetzt über den Widerstand Re ab, wobei Re nur die Aufgabe hat, für den Emittergleichstrom den Gleichstromkreis zu schließen. Falls die Quelle am Eingang einen Gleichstromdurchgang aufweist (meist wenn am Eingang ein Übertrager, ein Schwingkreis o. ä. liegt), kann Re entfallen. Um die Basisvorspannung zuführen zu können, ist die Basis jetzt nicht direkt, sondern über den Basiskondensator C an die gemeinsame Leitung gelegt. Bei genügend großem C herrschen dann wechselspannungsmäßig die gleichen Verhältnisse, wie in Bild 1.23.1.

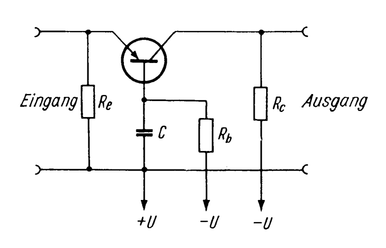


Bild 1.23.2.
Abgewandelte Form der Basisschaltung. Der Batteriepol +U kann an der gemeinsamen Erdleitung des Ein- und Ausgangs liegen

dargestellt. In der Form, nach Bild 1.23.2., trifft man die Basisschaltung im allgemeinen.

1.2.3.3. Die Kollektorschaltung

Bild 1.24. zeigt die dritte Grundschaltung, die Kollektorschaltung. Dem Namen entsprechend müßte jetzt der Kollektor der für Eingang und Ausgang gemeinsame Pol sein, was nicht sofort erkennbar ist. Erinnern wir uns aber daran, daß die Batterie für Wechselspannung als Kurzschluß angesehen werden kann und damit +U mit −U als direkt verbunden, dann wird alles klar.

Die Ausgangsspannung nimmt man jetzt am Emitterwiderstand Re ab, der funktionell zunächst mit dem Kollektorwiderstand Rc in Bild 1.22. verglichen werden kann. Der Emitterstrom schwankt ja ebenso wie der Kollektorstrom im Takt der Eingangsspannung, denn er bedeutet nichts anderes als die Summe vom Kollektorstrom und — demgegenüber wesentlich geringerem — Basisstrom. Zu beachten ist, daß an Re nicht nur die Ausgangsspannung auftritt. Gleichzeitig liegt Re hier im Stromkreis der Eingangsspannung — an Re entsteht eine Verkopplung beider Spannungen, eine sogenannte Gegenkopplung; ihr verdankt die Kollektorstufe ihre besonderen Eigenschaften.

Die wichtigsten Eigenschaften bildet der hohe Eingangswiderstand; er kann Werte von 1 MΩ und mehr erreichen. Durchschnittlich liegt er bei etwa 100 kΩ. Der Ausgangswiderstand dagegen ist recht gering und liegt zwischen 100 Ω und einigen Kiloohm. Damit eignet sich diese Stufe sehr gut als *Impedanzwandler* zur Anpassung von hochohmigen Quellen an niederohmige Eingänge. Beispielsweise stellten wir bei der Emitterschaltung (Abschnitt 1.2.3.1.) fest, daß ein hoch-

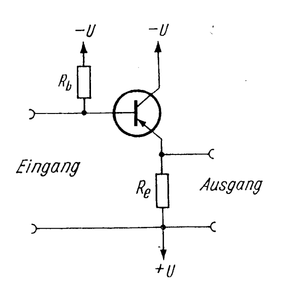


Bild 1.24.
Die Kollektorschaltung — eine für spezielle Fälle sehr wichtige Grundschaltung des Transistors

ohmiges Kristallmikrofon an einen Eingang einer Emitterstufe nicht angeschlossen werden kann. Wir können aber der Emitterstufe eine Kollektorstufe nach Bild 1.24. vorschalten, die den für das Kristallmikrofon erforderlichen hohen Eingangswiderstand aufweist. Ihr Ausgangswiderstand ist dann der Quellenwiderstand für die nachfolgende Emitterstufe und hat den dafür richtigen Wert.
Den Eingangswiderstand der Kollektorstufe können wir für unseren Zweck nach einer Faustregel berechnen. Wenn wir den Stromverstärkungsfaktor β unseres Transistors für Emitterschaltung kennen, ergibt sich der Eingangswiderstand etwa nach $\beta \cdot$ Re, d. h, er ist um das β-fache größer als Re. Man muß beachten, daß sich Re hier aus der Parallelschaltung des Emitterwiderstands und des Eingangswiderstands der nachgeschalteten Stufe zusammensetzt. Der Einfluß des zuletzt genannten kann für unsere Zwecke vernachlässigt werden, solange der Emitterwiderstand nicht größer ist als etwa 1 kΩ. Ihn größer als etwa 10 kΩ zu machen hat wenig Sinn, da dann für Re in der Faustformel im wesentlichen nur noch der bei einigen Kiloohm liegende Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe wirksam wird. Allerdings gilt unsere Faustformel nur etwa bis zu Eingangswiderständen um höchstens 500 kΩ, darüber hinaus wird eine solche Berechnung zu ungenau. Zu beachten ist außerdem, daß zu dem auf diese Weise errechneten Eingangswiderstand noch Rb mit seinem Wert parallelliegt und die Quelle belastet, weshalb man Rb, wenn Batteriespannung und der β-Wert das zulassen, möglichst hoch wählt.

Abschließend eine Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften der 3 Grundschaltungen:

	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Stromverstärkung	10 bis 300	unter 1!	10 bis 300
Spannungsverstärkung	10 bis 30	etwa 10	unter 1!
Leistungsverstärkung	bis 10^4	etwa 10^3	10^2 bis 10^3
Eingangswiderstand	1 bis 5 kΩ	10 bis 50 Ω	10 kΩ bis 1 MΩ
Ausgangswiderstand	etwa 10 kΩ	etwa 100 kΩ	100 Ω bis 5 kΩ
Hauptanwendungszweck	Normalfälle	HF-Technik	Impedanzwandler und Anpassungen
Besonderheiten	größte Leistungsverstärkung	kleiner Kollektorstrom, hohe Grenzfrequenz	keine Spannungsverstärkung!

Die Emitterschaltung ist die am häufigsten vorkommende Transistorschaltung. Wir wollen uns daher darauf einigen, im weiteren Text dieses Bandes immer von der Emitterschaltung und ihren Verhältnissen auszugehen, falls nicht ausdrücklich anderes gesagt wird.

1.2.4. *Die wichtigsten Transistorkenndaten und ihre praktische Bedeutung*

Wenn wir ein Transistorkenndatenblatt oder gar ein Kennlinienfeld zur Hand nehmen, begegnet uns zunächst eine sinnverwirrende Fülle von Begriffen, Einheiten und Kurzzeichen. Die einzelnen Übertragungseigenschaften eines Transistors, seine *Parameter*, d. h. seine statischen und dynamischen Größen, werden an Hand eines *Ersatzschaltbildes* beschrieben, wobei der Fachmann entweder die y-Parameter oder die h-Parameter zu Hilfe nimmt. Wir wollen aus diesen schwierigen Zahlenwerten vorerst nur die herausgreifen, die wir bei unseren praktischen Basteleien benötigen.

Der Leser hat die für ihn zunächst wichtigste Größe, die Stromverstärkung, kennengelernt. Sie wird üblicherweise für Emitterschaltung angegeben und mit β bezeichnet. Diese Größe kennzeichnet — wie bereits gesagt — das Verhältnis der Kollektorstromänderung zur Basisstromänderung. Unter den in Datenblättern angegebenen h-Parametern ist es der Parameter h_{21}, der diese Stromverstärkung kennzeichnet. Der uns interessierende β-Wert — für Emitterschaltung — wird in Form von h_{21e} erfaßt: Es ist also $h_{21e} = \beta$. Die Stromverstärkung in Basisschaltung dagegen wird mit α gekennzeichnet. In den h-Parametern ist sie mit h_{21b} angegeben. Dieser Wert liegt stets unter 1 (er hat für uns zunächst keine Bedeutung, ebenso wie seine Umrechnung in den entsprechenden β-Wert). Wie man β mißt, wird im zweiten Teil dieser Broschüre erläutert. Wissenswert ist zunächst für uns, daß der in Tabellen angegebene und mit einfachen Verfahren meßbare β-Wert vom Transistor in der praktischen Schaltung nie ganz erreicht wird, weil sich durch die Einfügung der Zusatzwiderstände, insbesondere des Kollektorwiderstands, die Transistorparameter verändern. Trotzdem können wir bei Näherungsrechnungen immer mit dem theoretischen β-Wert arbeiten. Wer genau gehen will, rundet ihn dann nach unten ab oder rechnet etwa 10% des Wertes weniger. Des weiteren gilt β nur für geringe Aussteuerung des Transistors. Mit steigendem Kollektorstrom geht β je nach Transistor mehr oder weniger zurück. Auch dieser Einfluß ist aber, solange wir

es nur mit unseren üblichen Kleinsignaltransistoren zu tun haben, für uns zu vernachlässigen. Wichtig wird er erst bei Berechnung von Leistungsendstufen u. ä.

Wir kennen weiter den *Kollektorreststrom*. Das ist der Strom, der bei Emitterschaltung in der Kollektorleitung fließt, wenn die Basis *offen*, d. h. nicht angeschlossen ist. (Hier gibt es gewisse Parallelen zum Sperrstrom einer Diode.) Dieser Kollektorstrom wird in Datenblättern als I_{ceo}, $I'co$ oder auch als I_{ko} bezeichnet. Wichtig für uns ist, zu wissen, daß der Kollektorstrom nur sehr wenig von der angelegten Kollektorspannung abhängt (s. dazu auch Bild 1.6.!), dagegen sehr stark von der Temperatur der Sperrschicht und damit der des Transistors. Mit steigender Temperatur steigt auch er stark an; überschlägig können wir mit einer I_{ceo}-Verdopplung je 10 °C Temperaturzunahme rechnen!

Bei den von uns benutzten Kleintransistoren der Leistungsklasse bis 150 mW liegt I_{ceo} — gemessen bei Zimmertemperatur (etwa 18 °C) — zwischen etwa 50 bis 500 μA. Die β-Werte bei diesen Transistoren streuen zwischen 10 und 300. Durchschnittswerte sind 30 bis 70. Diese Zahlen gelten für alle Arten. Ein guter Transistor sollte also einen möglichst hohen Stromverstärkungsfaktor ($= \beta$) und einen möglichst geringen Kollektorreststrom ($= I_{ceo}$) aufweisen — damit haben wir bereits die für unsere spätere Auswahl wichtigsten Faktoren umrissen.

Von den Dioden her kennen wir bereits die Bedeutung der maximalen Sperrspannung und des maximalen Durchlaßstromes. Für die Sperrspannung gelten beim Transistor ganz ähnliche Verhältnisse wie bei der Diode. Die *maximale Sperrspannung* Uc_{max} gilt für die Kollektorsperrschicht — diese wird ja im normalen Betrieb in Sperrrichtung belastet. Es gibt Transistoren aus der DDR-Produktion mit Uc_{max}-Werten um 60 V und darüber. Unsere üblichen Basteltypen können wir bis etwa 15 V, höchstens aber bis 22 oder 23 V belasten.

Die Basis-Emitter-Strecke ist normalerweise in Durchlaßrichtung gepolt. Ihre Sperrspannung wird also in normalen Schaltungen nicht ausgenutzt. Trotzdem muß man wissen, daß die Emittersperrspannung meist beträchtlich geringer als die Kollektorspannung ist — bei Versuchen oder Prüfungen wollen wir hier nicht über höchstens 5 V hinausgehen!

Wie bei Dioden gibt es auch beim Transistor einen maximal zulässigen Kollektorstrom. Er hängt von der Leistungsklasse ab und

beträgt bei Kleinleistungstypen für 150 mW immerhin schon 150 mA. Normalerweise — oder wenn wir die Daten des betreffenden Typs nicht kennen — sollen wir aber nicht über 10 mA hinausgehen. Die Bezeichnung für *Maximalstrom* ist Ic_{max}. In Datenblättern wird, um darauf hinzuweisen, daß die Daten für die Emitterschaltung gelten, meist Ice_{max} — und sinngemäß auch Uce_{max} — geschrieben. Finden wir statt dessen die Angaben Icb_{max} und Ucb_{max}, so ist beides auf die Strecke Kollektor—Basis bezogen. Andere Angaben — etwa für die Strecke Basis—Emitter — können wir entsprechend an den beigefügten Buchstaben erkennen.

Ein wesentlicher Unterschied zu dem, was anfangs von Dioden gesagt wurde, besteht jedoch in der Tatsache, daß die Kollektorsperrschicht in Sperrichtung Strom führt. Wir haben somit einen Betriebsfall, der bei Dioden normalerweise nicht auftritt: Am Kollektor steht dann eine Spannung von einigen Volt (nicht nur Bruchteilen eines Volt wie bei Dioden), und es fließt ein Strom von einigen Milliampere. Demgemäß wird die Kollektorsperrschicht nach der Leistungsformel $P = U \cdot I$ erwärmt! In ihr wird also eine Verlustleistung frei, die — falls sie zu stark ansteigt — den Transistor schädigt! Größere Transistoren (ab 100 mW Verlustleistung) sind, um diese Verlustleistung abzuführen, mit Kühlblechen zu versehen (falls die maximal zulässige Verlustleistung — die für jeden Typ angegeben ist — annähernd voll ausgenutzt wird).

Deshalb dürfen einem Transistor keinesfalls die maximale Sperrspannung und der maximal zulässige Kollektorstrom gleichzeitig «zugemutet» werden! Das Produkt Kollektorstrom mal Kollektorspannung muß in jedem Falle unterhalb der höchstzulässigen Verlustleistung bleiben. Nach dieser Regel sollten wir uns bei eigenen Versuchen und Schaltungsentwürfen stets richten. Die Verlustleistung wird — zum Unterschied zu Nutzleistungen — in Tabellen mit Pv bezeichnet, die maximal zulässige Verlustleistung mit Pv_{max}.

Die Transistoren sind entsprechend Pv_{max} in Leistungsklassen gegliedert: Dieser Wert ist also neben β und I_{ceo} der dritte, der uns bei der Auswahl von Transistoren für bestimmte Schaltungen interessiert.

Für den Bastler ist es keineswegs vorteilhaft, sich an bestimmte Typenbezeichnungen zu klammern, sondern besser, sich nach den wichtigsten Daten der Transistoren zu orientieren. Es werden deshalb später für die praktischen Aufbauten auch keine bestimmten Typen-

angaben gemacht, sondern jeweils die für die Schaltung wichtigen Transistordaten genannt. Jeder beliebige Transistortyp, der diese Daten aufweist, ist dann jeweils geeignet. Dazu zwei Einschränkungen: Wir sollten keine teuren HF- oder gar UKW-Transistoren nehmen, wenn es nicht unbedingt sein muß, und wir werden auch keinen Transistor *überdimensionieren*, d. h. etwa einen 1-W-Typ dort einsetzen, wo nur 10 mW oder 20 mW Verlustleistung auftreten.

Transistoren mit Verlustleistung über etwa 100 mW werden Kleinleistungstransistoren, solche ab etwa 1 W Verlustleistung Leistungstransistoren genannt. Leistungstransistoren haben besonders großflächige Kollektorsperrschichten, die so angeordnet sind, daß die Verlustwärme möglichst gut und schnell an das Transistorgehäuse abgegeben werden kann. Dadurch sowie bedingt durch die Herstellungstechnik haben Leistungstransistoren gewöhnlich geringeres β und höheren I_{ceo}, als wir das von kleinen Typen bis 100 mW gewöhnt sind. Deshalb ist es nicht sinnvoll, einen Leistungstransistor dort zu verwenden, wo ein schwächerer Typ genügt.
In Transistorschaltungen besteht Überlastungsgefahr für Transistoren (durch Überschreiten von $I_{C\,max}$ oder $P_{V\,max}$) immer dort, wo zu starke Basisströme auftreten können. Da der Basisstrom einen um das β-fache stärkeren Kollektorstrom nach sich zieht, sind Transistoren mit hohem β — also gerade die wertvollsten — besonders gefährdet. Daher Vorsicht bei Einstellung des Basisstroms! In vielen Schaltungen wird empfohlen, den einen oder anderen Basiswiderstand auszuprobieren, oder es sind dafür Trimmpotentiometer vorgesehen. Wir beginnen dann grundsätzlich mit dem höchsten Widerstandswert, falls dieser Widerstand oder Regler wie üblich nach Batterie-Minus führt, umgekehrt mit dem geringsten Wert (wenn das Bauelement nach Batterie-Plus angeschlossen ist). In die Kollektorleitung oder — was praktischer ist und meist auch ausreicht — in die Batteriezuleitung gehört bei solchen Versuchen grundsätzlich ein Strommesser, der ständig zu beobachten ist, damit $I_{C\,max}$ nicht versehentlich überschritten wird!

Wir erwähnten bereits die relativ starke Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststroms. Dieser addiert sich stets zu dem vom Basisstrom ausgelösten Kollektorstrom. Ist ein Transistor nun so eingestellt, daß der Kollektorstrom I_C bereits in Nähe des Wertes $I_{C\,max}$ liegt, so kann bei einer Erwärmung des Transistors (durch Eigenerwärmung in Folge der frei werdenden Verlustleistung P_V oder durch

äußere Erwärmung, z. B. durch Sonnenstrahlen) — folgendes geschehen: Der ansteigende Reststrom bedingt natürlich auch ein Steigen der Verlustleistung. Dadurch erwärmt sich der Transistor weiterhin, was ein zusätzliches Ansteigen von I_{ceo} hervorruft. Dies wiederum bedingt weiteren Anstieg von Pv; auf diese Weise setzt sich der Vorgang *lawinenartig* fort, bis es zur Überschreitung von Pv_{max} und damit zur Zerstörung des Transistors kommt! Diese Erscheinung des thermischen Hochlaufens einer Transistorstufe ist sehr gefährlich und muß fast immer durch geeignete Schaltungsmaßnahmen bekämpft werden. Hierzu sagt der folgende Abschnitt Näheres.

1.2.5. Temperaturabhängigkeit und Temperaturstabilisierung

Die Erscheinung, daß der Kollektorreststrom und damit auch der in einer Schaltung eingestellte Kollektorstrom bei ansteigender Umgebungstemperatur steigen, ist im allgemeinen unerwünscht. In Sonderfällen kann man allerdings aus dieser Not eine Tugend machen. Wir werden später diesen Effekt zum Bau einer Temperaturfernmeßeinrichtung ausnutzen.

Betrachten wir noch einmal Bild 1.20. Wir wollen annehmen, daß die Batterie eine Spannung von 2 V hat. Rc soll 1 kΩ betragen. Zunächst könnte man glauben, daß alles funktioniert, weil der Transistor hier nicht gefährdet scheint, denn da im Kollektorstromkreis Rc vorhanden ist, kann nach dem Ohmschen Gesetz keinesfalls mehr als 2 mA Stromfluß entstehen — und das verträgt jeder Transistor. Trotzdem würde diese Schaltung bei erhöhter Umgebungstemperatur nicht arbeiten, und zwar aus folgendem Grunde: Angenommen, der Transistor hat einen I_{ceo} von 0,5 mA. Rb sei so bemessen, daß der Kollektorstrom auf 1 mA ansteigt, also um weitere 0,5 mA zunimmt. Dazu eine Probe mit den bisher gewonnenen Kenntnissen: Der Transistor möge ein β von 50 aufweisen; I_{ceo} beträgt 0,5 mA, Ic soll 1 mA betragen, erforderlicher Stromanstieg also 0,5 mA. Das erreichen wir mit einem Basisstrom von 0,01 mA, denn $Ib \cdot \beta = Ic$, also $0{,}01 \cdot 50 = 0{,}5$. Rb muß also 0,01 mA durchlassen. An Rb liegt praktisch die volle Batteriespannung von 2 V (den Spannungsabfall an der Basis-Emitter-Strecke können wir vernachlässigen, er liegt nur wenig über 0,1 V!). Nach dem Ohmschen Gesetz ergibt sich damit für Rb ein Wert von 200 kΩ. Die Stufe wäre damit fertig

dimensioniert. Was geschieht nun, wenn die Umgebungstemperatur ansteigt, und zwar von beispielsweise 20 °C auf 40 °C? Grob überschlägig rechnet man je 10 °C Temperaturanstieg mit einer Verdoppelung des I_{ceo}; also steigt I_{ceo} in diesem Falle auf den 4fachen Wert, auf 2 mA. Dazu kommt noch der durch den Basisstrom hervorgerufene Betrag von 0,5 mA; für Ic ergibt sich damit 2,5 mA — aber wieso? Das kann praktisch doch nicht geschehen, denn Rc erlaubt ja mit 1 kΩ nur einen Höchststrom von 2 mA! Tatsächlich könnten wir feststellen, daß am Kollektor nahezu keine Spannung mehr vorhanden ist. Natürlich kann der Transistor unter diesen Umständen nicht mehr arbeiten. Auch dieser Fall erfordert eine Temperaturstabilisierung, obwohl eine Überlastungsgefahr für den Transistor nicht besteht!

Das Ziel jeder Stabilisierung ist also, den Kollektorstrom des Transistors möglichst konstant zu halten. Im wesentlichen gibt es dafür vier verschiedene Verfahren, die häufig sogar miteinander kombiniert sind. Man muß sie sich daher ebenso wie die Grundschaltungsarten einprägen, damit man sie später in den kompletten Schaltbildern erkennt.

Bild 1.25. zeigt eine Möglichkeit, die *Stabilisierung mittels Emitterwiderstands*. Zusätzlich vorhanden (immer verglichen mit Bild 1.20.) sind jetzt Re und Ce. Steigt in dieser Schaltung der Kollektorstrom durch Erwärmung an, so tritt an Re ein erhöhter Spannungsabfall auf. Um den an Re abfallenden Betrag vermindert sich aber die zwischen Emitter und —U stehende Spannung und damit auch der für den durch Rb fließenden Strom maßgebliche Spannungswert. Der über Rb eingespeiste Basisstrom wird demzufolge geringer und mit ihm der Kollektorstrom — sein temperaturbedingter Anstieg wird also gegenläufig kompensiert! Der Kondensator Ce hat die Aufgabe, Re für Wechselspannung kurzzuschließen, für die Eingangs- und Ausgangsspannung liegt der Emitter also direkt an Masse. Andernfalls käme es an Re zu einer unerwünschten Verkopplung beider Spannungen — einer Gegenkopplung —, die die Verstärkung beträchtlich verringern würde. (In der Verstärkertechnik wird manchmal eine solche Gegenkopplung absichtlich zur Verminderung von Verzerrungen angewendet.) Diese Form der Stabilisierung ist die am längsten bekannte. Sie hat allerdings den Nachteil, daß große Kollektorströme (in Stufen, die größere Ausgangsleistung liefern müssen) für Rc nur geringe Werte zulassen, weil sonst an Re zuviel Spannung abfällt —

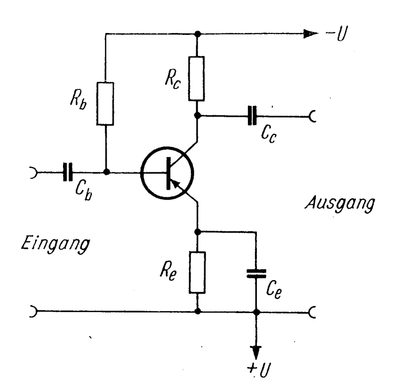


Bild 1.25.
Temperaturstabilisierung einer Verstärkerstufe durch Emitterwiderstand Re

die ja der Stufe als Kollektorspannung «verlorengeht»! Kleine Werte für Re zwingen aber wieder zu großen Werten für Ce, für die dann häufig schon Elkos mit 50 μF oder 100 μF nötig werden. Das ist — besonders bei Kleinbauweise — lästig.

Eine sehr einfache, wirkungsvolle und vor allem ohne zusätzliches Material auskommende Stabilisierung ist in Bild 1.26. zu sehen. Sie eignet sich besonders für Vorverstärkerstufen und für die Miniaturtechnik. Rb wird hier nicht, wie gewohnt, an —U angeschlossen, sondern am Kollektor. Natürlich muß dann Rb nicht aus Ib und —U, sondern aus Ib und Uc (der Kollektorspannung) berechnet werden. Steigt nun durch thermische Einflüsse Ic an, so erhöht sich der Spannungsabfall an Rc, demzufolge sinkt die Kollektorspannung. Damit sinkt aber auch der Basisstrom durch Rb, was wegen der Beziehung $Ic = Ib \cdot \beta$ ein Sinken des Kollektorstroms bewirkt.

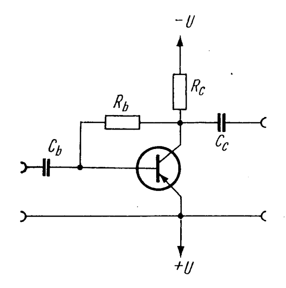


Bild 1.26.
Temperaturstabilisierung durch Abnahme der Basisvorspannung von der Kollektorspannung. Diese für Vorverstärkerstufen geeignete Schaltung kommt ohne zusätzliche Einzelteile aus

Voraussetzung für den Erfolg ist allerdings ein ausreichender Wert für Rc, deshalb eignet sich dieses Verfahren nicht, wenn Rc aus der Wicklung eines Übertragers besteht (die meist einen sehr geringen Gleichstromwiderstand hat). Beste Stabilisierungsbedingungen sind dann gegeben, wenn Ic und Rb so bemessen werden, daß am Kollektor die halbe Batteriespannung U steht (Uc = —U/2). Allerdings kommt bei dieser Schaltung ein Teil der Ausgangswechselspannung über Rb auf den Eingang zurück, und das bedeutet eine verstärkungsmindernde Gegenkopplung. Im allgemeinen hat aber Rb einen so hohen Wert, daß diese Gegenkopplung gering genug ist, um sie vernachlässigen zu können. Auch diese Erwägung spricht dafür, das Verfahren besonders in Vorstufen zu verwenden, in denen mit sehr geringem Ic und entsprechend hohen Werten für Rc und Rb gearbeitet wird.

Bild 1.27. zeigt schließlich ein Verfahren, das dem des Bildes 1.25. verwandt ist. Die Stabilisierung geschieht wiederum mit Re, jedoch wird sie noch verbessert durch den zweiten Basiswiderstand Rb 2. Rb 1 und Rb 2 bilden einen Spannungsteiler, der — ausreichend niederohmig bemessen — einen nahezu konstanten Querstrom (von —U nach +U) aufweist. Die Basis erhält also jetzt nicht wie bisher einen bestimmten Basis*strom* «aufgeprägt», sondern sie erhält eine konstante, durch den Spannungsteiler Rb 1/Rb 2 «festgehaltene» Vorspannung. Dadurch führen schon geringste Spannungsänderungen an Re zu starken Basisstromänderungen, denn die Spannung Basis-Emitter liegt nur bei etwa 0,1 bis 0,2 V. Wie bei allen Dioden im Durchlaßgebiet ändert sie sich mit schwankendem Durchlaß-(Basis-) Strom nur wenig. Umgekehrt heißt das, geringe Änderungen dieser Basis-Emitter-Spannung ergeben bereits starke Basisstromände-

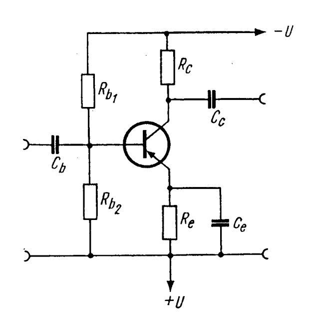


Bild 1.27.
Sehr wirksame Temperaturstabilisierung durch Emitterwiderstand Re und mittels Basis-Spannungsteiler «festgehaltene» Basisvorspannung. Die Schaltung kann aus Bild 1.25. entstanden gedacht werden

rungen sowie entsprechend starke Kollektorstromänderungen. Die geringe Basisspannungsänderung entspricht direkt der geringen Spannungsänderung an Re, so daß sich bereits minimale Kollektorstromänderungen sehr gut selbst kompensieren. Man erreicht daher mit dieser Schaltung entweder sehr gute Stabilisierung, oder man kann — wenn ein Stabilisierungsgrad nach Bild 1.25. genügt — jetzt mit einem relativ kleinen Wert für Re auskommen (bei entsprechend großem Ce). Damit wird dieses Prinzip auch für Stufen mit höherem Kollektorstrom anwendbar. Da hierbei auch der Wert von Rc keinen Einfluß auf die Stabilisierung hat, findet man diese Schaltung mit Basisspannungsteiler vorwiegend z. B. in Treiberstufen und kleineren Endstufen. Beim Einstellen derartiger Schaltungen ist zu beachten, daß Vergrößerung von Rb 2 in diesem Fall den Kollektorstrom erhöht! Das ist leicht erkennbar: Wird Rb 2 größer, so steigt die Basisspannung an, und die Emitterspannung muß «nachlaufen», um den Basisspannungswert (Basis gegen Emitter) von 0,1 bis 0,2 V wieder zu erreichen. Das kann sie aber nur durch erhöhten Spannungsabfall an Re, d. h. durch erhöhten Kollektorstrom!

Für Leistungsendstufen, die auf maximale Leistungsentnahme ausgelegt sind, genügt auch diese Schaltung noch nicht. In solchen Stufen sollte möglichst die gesamte Batteriespannung als Kollektor-Emitter-Spannung verfügbar sein. In der Kollektorleitung läßt sich das realisieren, weil Rc dort meist die Wicklung eines Ausgangsübertragers ist und geringen Widerstand hat. Anders im Emitter — ein Emitterwiderstand kommt hier nicht in Frage, da er Batteriespannung und damit Leistung «schluckt». In diesen Fällen benutzt man die Schaltung nach Bild 1.28.

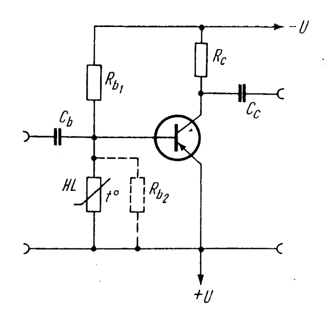


Bild 1.28.
Temperaturstabilisierung mittels Heißleiters. Diese Stabilisierung erfaßt im Gegensatz zu dem Vorhergehenden nur die durch äußere Umgebungstemperaturänderungen entstehenden Kollektorstromänderungen des Transistors, jedoch nicht solche, die auf Eigenerwärmung des Transistors beruhen

Der Emitter liegt direkt an Batterie-Plus, Rc ist meist die Wicklung eines Übertragers. Der untere Widerstand Rb 2 des Basis-Spannungsteilers aus Bild 1.27. wird jetzt durch einen Heißleiter ersetzt. Heißleiter sind Widerstände mit negativem Temperaturkoeffizienten, d. h., sie verringern ihren Widerstand mit steigender Temperatur. Rb 1 wird so bemessen, daß am Heißleiter HL gerade die notwendige Basisvorspannung von 0,1 bis 0,2 V abfällt. Steigt nun die Temperatur des Geräts, so erwärmt sich nicht nur der Transistor, sondern auch der Heißleiter (damit sich beide Bauelemente wirklich gleichermaßen erwärmen, soll HL dicht bei dem Transistor angeordnet sein). Dadurch fällt der Widerstand von HL ab und mit ihm die Basisvorspannung, wodurch dem temperaturbedingten I_{ceo}-Anstieg des Transistors entgegengewirkt wird. Falls der Temperaturkoeffizient von HL zu groß ist, kann es zur Überkompensation kommen — dann fällt die Basisvorspannung und mit ihr der Kollektorstrom bei Erwärmung stärker, als der I_{ceo}-Anstieg verläuft. Der Kollektorstrom sinkt also sogar bei steigender Temperatur, was im allgemeinen ebenfalls unerwünscht ist. In solchem Falle hilft es, wenn man den Einfluß von HL durch Parallelschalten eines normalen Widerstandes Rb 2 (in Bild 1.28. punktiert) verringert. Im Gegensatz zu den drei vorher beschriebenen Methoden bewirkt diese Schaltung nur einen Ausgleich der durch Raumtemperaturschwankungen entstehenden Änderungen. Da dieses Verfahren aber nicht unmittelbar vom Kollektorstrom selbst abhängt, schützt es nicht gegen Überlastung des Transistors durch Eigenerwärmung (thermisches Hochlaufen). Dieses muß vielmehr durch sorgfältiges Dimensionieren der Stufe (und indem der Wert Pv_{max} des Transistors nicht voll ausgenutzt wird) vermieden werden.

1.2.6. Der rauschende Transistor

Bei mehrstufigen Verstärkern mit hoher Gesamtverstärkung ist oft ein mehr oder weniger starkes Rauschen im Lautsprecher zu hören, das seine Ursache meist im Transistor der ersten Stufe hat. Dieses Transistorrauschen gehört physikalisch zu den interessantesten, aber in Theorie, Berechnung und Messung am schwierigsten zu erfassenden Transistoreigenschaften. Es hat mehrere Ursachen. Diese werden erkennbar durch folgende einfache bildliche Vorstellung:

Die Elektrizitätsträger sind Elektronen, also kleinste Atomteilchen. Teilchen — darauf kommt es hier an! Wenn wir bei unserem Kanalmodell noch mit einem Wasserstrom als Vergleich auskommen konnten, so müssen wir uns jetzt den Strom in den Transistorhalbleiterschichten als einen Teilchenstrom vorstellen. Ein Sieb möge die Kollektorsperrschicht veranschaulichen, während wir uns die Elektronen als Erbsen denken, die durch dieses Sieb gleiten sollen. Es werden einmal mehr, einmal weniger Erbsen durch das Sieb rutschen, je nachdem, wie sich die zufällige Häufung der Erbsen auf der Siebfläche gerade ergibt. Was aus dem Sieb herauskommt, ist also ein mehr oder weniger starker Erbsen«strom». Ein solcher Teilchenstrom wird nicht allmählich schwächer oder stärker, er kann sich nur sprunghaft um kleine Beträge verändern — nämlich um mindestens eine ganze Erbse mehr oder weniger. Ähnliches geschicht im Transistor mit den Elektronen. Nehmen wir an, ein Transistor wird auf einen konstanten Kollektorstrom eingestellt, und nehmen wir weiter an, daß daraufhin in einer Minute 90 Elektronen den Kollektor durchströmen (in Wirklichkeit sind es natürlich viele Milliarden Male mehr!). Dann würden jede Sekunde also 1,5 Elektronen den Kollektor durchströmen — im Durchschnitt! In der einzelnen Sekunde geht das aber nicht — es kann sich nur entweder um ein oder um zwei Elektronen handeln. Also werden in einer Sekunde zwei, in der nächsten vielleicht nochmals zwei, dann wird jedoch nur ein Elektron durchschlüpfen! Der Teilchenstrom springt also in jeder Sekunde — oder jedenfalls in ganz unregelmäßigen Abständen — zwischen ein und zwei Teilchen, er schwankt, man kann ihn also nicht mehr als konstanten Strom bezeichnen! Tatsächlich ist wegen der Teilchenstruktur des elektrischen Stromes kein völlig konstanter Strom denkbar. Stromschwankungen aber nehmen wir am Kollektor als eine Wechselspannung ab!

Es gibt in der Halbleitertechnik den Begriff des «Schrotrauschens» — der Name veranschaulicht ebenfalls die oben aufgezeigte Ursache, wenn wir an die unregelmäßige Verteilung der Bleistückchen bei einem Schrotschuß denken. In Wirklichkeit sind diese atomar bedingten Stromschwankungen natürlich sehr gering, aber sie sind vorhanden. Mit ausreichender Nachverstärkung werden sie also hörbar, sehr zum Leidwesen der Transistortechniker! Man muß daher bei mehrstufigen Verstärkern mit großer Verstärkung dieses Rauschen der ersten Stufe sehr gering halten — ganz vermeiden läßt es sich

prinzipiell nicht. Ab der zweiten Verstärkerstufe sind die Verhältnisse weniger kritisch, da ja die Gesamtverstärkung bis zum Ausgang des Geräts hier schon mindestens eine Größenordnung geringer ist.

Es gibt zum Aufbau derartiger rauscharmer Vorstufen spezielle rauscharme Transistoren — sie sind jedoch lediglich aus der normalen Typenproduktion ausgesuchte, besonders rauscharme Exemplare! Solche rauscharmen Transistoren serienmäßig herzustellen ist bis heute noch nicht gelungen. Es gibt aber einige Kniffe, um das Rauschen eines Transistors merklich zu verringern. Die Erfahrung zeigt, daß Transistoren mit sehr geringem Reststrom auch meist geringes Rauschen aufweisen.

Erste Regel: Für rauscharme Vorstufen Transistoren mit geringem I_{ceo} verwenden!

Zweite Regel: Man arbeitet mit möglichst geringem Kollektorstrom (etwa 0,2 bis 0,3, höchstens 0,5 mA — schon deshalb muß I_{ceo} noch unter diesem Wert liegen!) und geringer Kollektorspannung (etwa 0,3 bis 0,5 V).

Besonders ab etwa 1 V und etwa 0,5 mA steigt bei fast allen Transistorarten das Rauschen merklich an. Um bei derart geringen Kollektorströmen und -spannungen noch ausreichende Verstärkung zu erzielen, sind weiterhin Transistoren mit möglichst hohem β-Wert vorteilhaft; wichtiger ist allerdings die Forderung nach geringstem I_{ceo}. Natürlich kann eine solche Transistorstufe keine sehr hohen Wechselspannungen verarbeiten (höchstens 3 bis 4 mV am Eingang), aber das ist ohne Bedeutung, da man solche Stufen ja ohnehin nur am Eingang empfindlicher Verstärker (z. B. Mikrofonverstärker!) einsetzt, wo keine höheren NF-Spannungen auftreten. — Benutzt wird immer die Emitterschaltung, meist mit Stabilisierung nach Bild 1.26. Die Kollektorschaltung, die ebenfalls als Eingangsstufe empfindlicher Verstärker gelegentlich benutzt wird (beispielsweise zur Anpassung hochohmiger Mikrofone), verhält sich im Rauschen leider ungünstiger als die Emitterschaltung. Die Grundsätze für die Auswahl des Transistors und für die Betriebsdaten der Stufe sind die gleichen.

Gelegentlich kommt es vor, daß Transistoren ein sehr starkes Rauschen zeigen, das außerdem unregelmäßig schwankt und einem «Kochen» und «Prasseln» ähnelt. Es ist oft so stark, daß es sogar in Treiber- und Endstufen auftritt. Die Ursache: vielfach eine beschädigte (durch Fremdstoffe — meist Wasser — «vergiftete») Kristallsperrschicht, häufig entstanden durch ein nicht ganz dichtes Tran-

sistorgehäuse. Deshalb Vorsicht vor Glassprüngen an den Drahtdurchführungen! Derartige Transistoren zeigen gewöhnlich bei der Prüfung auch einen stark erhöhten, oftmals unregelmäßig schwankenden oder gar stetig steigenden Kollektorreststrom. Dazu später noch Näheres, wenn wir unsere Halbleiter *praktisch* prüfen.

Benötigt man einmal einen rauscharmen Transistor, so kann man durch Auswahl und Probe auch unter normalen Arten sehr rauscharme Exemplare finden, die unseren Anforderungen voll gerecht werden. Ein Tip dazu: Besonders häufig finden wir solche Exemplare unter HF-Transistoren, beispielsweise vom Typ OC 870 ... 872, LA 30, GC 100, GF 100 und ähnlichen.

1.2.7. Umgang mit Transistoren

Grundsätzlich gilt alles bereits früher unter *Umgang mit Halbleiterdioden* (1.1.3.) Gesagte auch — und in erhöhtem Maße — für die Transistoren. Auf die Einbauhinweise sei dabei besonders verwiesen. Transistordrähte nicht kürzer als 10 mm halten und nicht scharf am Gehäuse abbiegen! Überhaupt sollte man an Transistordrähten jede scharfe Biegung vermeiden, denn bricht ein solcher Draht später ab, so hat ein Anlöten — wenn der Bruch nahe der Einführung sitzt — häufig den *Wärmetod* des Transistors zur Folge! Bei erster Inbetriebnahme eines Gerätes und bei jedem Verstellen von Trimmpotentiometern die Ausführungen auf Seite 43 beachten! Nach jeder Änderung am Gerät die Batteriestromkontrolle beim Einschalten nicht vergessen! Dabei gilt der scherzhafte Merksatz: Wer am schnellsten wieder ausschalten kann, hat die meisten Hoffnungen, seinen Fehler zu finden, bevor ein Transistor kaputt ist!

Was man nicht tun soll:

mit blanken Gegenständen, Schraubenziehern usw. wahllos in der Verdrahtung herumstochern, wenn das Gerät eingeschaltet ist;

am eingeschalteten Gerät löten, auch dann nicht, wenn man gern «hören möchte, was sich ändert»! Schon mancher hat dabei ein endgültiges Schweigen seines Geräts vernommen.

Jeder Kondensator und besonders jeder Elko — das wird oft übersehen — ist unmittelbar vor dem Einlöten (auch dann, wenn er nur vorübergehend einpolig abgelötet war!) kurzzuschließen, um ihn zu

entladen. Ein unbemerkt geladener und über eine Transistor-Basis entladener Elko hat schon manchen Transistor vernichtet!

Übrigens: Ob bei einem Transistor Pv_{max} schon erreicht ist, sagt nicht das Wärmegefühl der Fingerspitzen, sondern einzig und allein der Strom- und Spannungsmesser! Ein bereits warm gewordener Transistor bleibt, selbst wenn er noch geht, für alle Zeiten ein «unsicherer Kandidat»!

Abschließend noch die Anschlüsse der Transistoren aus der DDR-Produktion (Stand: März 1968) in Bild 1.29.; dazu die wichtigsten Eigenschaften der Typengruppen in Stichworten. Die Anschlußskizzen beziehen sich auf die jeweilige Bodenfläche des Transistors.

OC 824 ... 829 und GC 120 ... 123 – $Pv_{max} = 150$ mW, $Ic_{max} = 150$ mA (wir gehen zur Vorsicht nicht über 100 mA!);

OC 825 ..., GC 121 Universaltyp, für fast alle Zwecke geeignet;

OC 827 ... rauscharm; GC 101 dito, aber $Pv_{max} = 30$ mW, $Ic_{max} = 10$ mA;

OC 829 ... $Uc_{max} = 60$ V (bis 15 V sind alle Arten geeignet);

LA 25 ... *Bastlertyp*, $Pv_{max} = 25$ mW, $Ic_{max} = 15$ mA;

LA 50 ... $Pv_{max} = 50$ mW;

LA 100 ... $Pv_{max} = 100$ mW, $Ic_{max} = 100$ mA (wir bleiben unter diesem Wert); wie OC 825 und GC 121 zu handhaben, jedoch sehr unterschiedliche Werte für β und I_{ceo}. Beim Einkauf der LA-Typen empfiehlt sich Ausmessen dieser Daten;

OC 824 – wie OC 825, jedoch β unter 20; GC 120 wie GC 121. $\beta < 20$;

OC 880 ... 883 und GF 120 ... 122 – Diffusions-Transistoren für HF-, OC 883 und GC 122 insbesondere für UKW-Schaltungen. (Für Bastlerzwecke meist zu kostspielig.)

Nähere Auskunft darüber geben die Datenblätter des Herstellers, die übrigens in jeder Rundfunkwerkstatt eingesehen werden können.

OC 870 ... 872 und GF 100, 105 – HF-Transistoren; OC 870, GF 100 und der ihm entsprechende *Bastlertyp* LA 30 sind als räumlich sehr kleine Universaltransistoren für die Kleinstbauweise geeignet. $Pv_{max} = 30$ mW.

Mit dem Kollektorstrom bleiben wir, um Veränderungen der Parameter beim Basteln zu vermeiden, unter 10 mA.

Für HF-Anwendungen OC 871, OC 872 und GF 100, 105 – für Mittelwellen-Audionschaltungen üblicher Art genügt meist der OC 871 bzw. GF 100 – $Uc_{max} = 15$ V.

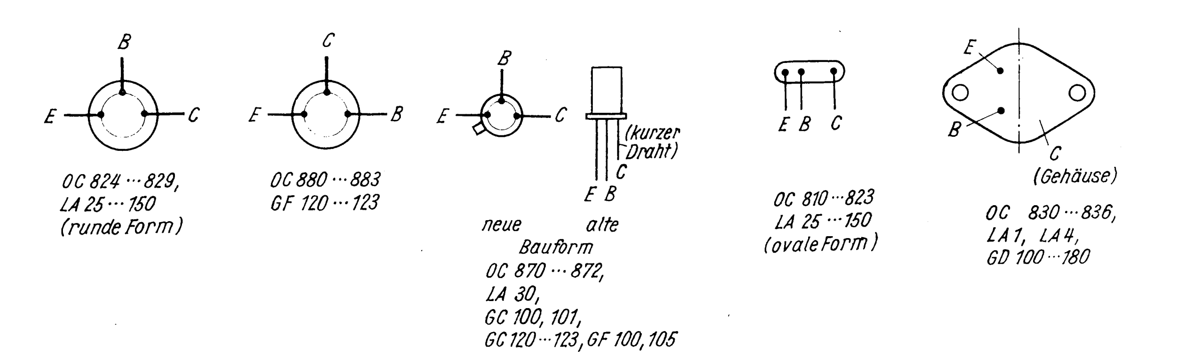


Bild 1.29. Die Anschlußlagen der in der DDR gefertigten Transistorarten (Stand: März 1968)

Die alte Bauform (ohne seitliche Nase) kennzeichnet den Kollektor durch verkürzten Draht. Bei Einbau Kollektor farbig kennzeichnen, sonst ist, falls die Drähte gekürzt werden, später keine Unterscheidung mehr möglich bzw. entsprechendes Ausprüfen erforderlich. Jetzige Nachfolgetypen — vergleiche im Anhang.

OC 810 ... 823, LA 25 ... LA 150 (ovale Bauform); die Bauform ist veraltet, aber für Bastlerzwecke noch vielfach preisgünstig vorhanden. Vorläuferarten der runden Serie OC 824 ... 829 bzw. der runden LA-Arten.

Elektrisch mit diesen datengleich OC 810 ... 814 — Pv_{max} = 25 mW;

OC 815 ... 818 — Pv_{max} = 50 mW;

OC 820 ... 823 und GC 120 ... 123 — Pv_{max} = 150 mW, jedoch ab etwa 50 mW Kühlschelle erforderlich! Universaltransistoren sind OC 812 bzw. GC 121 und LA 100 bzw. für Vorstufenzwecke die gesamte Reihe.

OC 830 ... 836, GD 100 ... 180, LA 1, LA 4 — Leistungstransistoren; OC 830 ... 833, GD 100 ... 130 — Pv_{max} (mit Kühlblech etwa 100 cm^2) = 1 W, Ic_{max} = 1 A; äquivalenter *Bastlertransistor* — LA 1;

OC 835 ... 838, GD 150 ... 180 und LA 4 — Pv_{max} (Kühlblech wie oben) = 4 W, Ic_{max} = 3 A. Nähere Angaben hierzu, besonders bei voller Ausnutzung von Pv_{max} und bei Kollektorspannungen über 12 V, siehe Datenblätter des Herstellers (s. auch neue Typenbezeichnung im Anhang).

1.2.8. Der Transistor als Schalter

In der Einleitung dieser Broschüre war bereits davon die Rede, daß Transistoren nicht nur in der Rundfunktechnik, sondern auch in der Elektrotechnik große Bedeutung haben. Hier treffen wir häufig auch die Anwendung des Transistors als Schalter. Seine Funktion ist grundsätzlich die gleiche, jedoch treten ganz bestimmte Betriebszustände des Transistors auf, die uns bei der Beschäftigung mit entsprechenden Schaltungen zu einer anderen Betrachtungsweise zwingen. Sehen wir dazu Bild 1.30. an.

Im Kollektorkreis eines Transistors liegt jetzt eine Lampe La als Verbraucher. Schalter S ist zunächst offen. Demzufolge fließt, wie

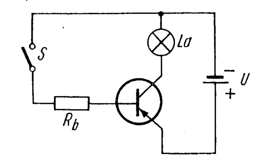


Bild 1.30.
Der Transistor als Schalter (Prinzip)

wir wissen, kein Kollektorstrom, sondern nur ein geringfügiger Kollektorreststrom (insofern ist der Transistor kein idealer Schalter!). An der Kollektorsperrschicht tritt — da an La kein nennenswerter Spannungsabfall auftreten kann — praktisch die volle Betriebsspannung U auf. Dies ist der Zustand *Schalter offen* des Transistors.

Schließen wir Schalter S. Über Rb fließt nun, wie bereits bekannt, ein Basisstrom, der seinerseits einen Kollektorstrom bewirkt — Rb ist jedoch jetzt so gering im Wert, daß ein verhältnismäßig starker Basisstrom fließt. Angenommen sei nun, daß Lampe La — die für Spannung U ausgelegt wurde — einen Strom von 0,1 A aufnimmt, wenn man sie direkt an U anlegt. Der Basisstrom ist mittels Rb so bemessen, daß der Transistor einen Kollektorstrom von 0,12 A (also etwas mehr als den Lampenstrom) aufnehmen würde. Man erkennt, daß maximal nur der Lampenstrom von 0,1 A fließen kann. Das bedeutet aber, daß die Lampe nahezu die volle Batteriespannung erhält. An der Strecke Kollektor—Emitter fällt lediglich noch ein geringer Spannungsrest ab, der *Kniespannung* genannt wird und meist nur bei etwa 0,5 bis 1 V liegt (je niedriger, desto besser; spezielle Schalttransistoren haben u. a. besonders geringe Kniespannungen). Die Strecke Kollektor—Emitter erscheint also nahezu kurzgeschlossen, die Lampe leuchtet auf (wegen der Kniespannung des Transistors handelt es sich nicht um einen völligen Kurzschluß; ein weiterer Beweis, daß der Transistor kein *idealer* Schalter ist). Die Wirkung des *Ein*-Zustands des Schalttransistors läßt sich also etwa mit der eines mechanischen Relais vergleichen: Der schwache Basisstrom steuert den um ein mehrfaches stärkeren Kollektor- bzw. Lampenstrom. Widerstand Rb hat im wesentlichen noch die Aufgabe, den Basisstrom zu begrenzen und eine Überlastung der Basis-Emitter-Strecke zu verhindern.

Der Schalttransistor kennt also nur zwei Batteriezustände: Entweder *Aus* bzw. gesperrt (Betrieb im I_{ceo}-Bereich) oder *Ein* bzw.

durchgesteuert (Betrieb im Kniespannungsbereich, wobei meist der Kollektorstrom nahe dem Wert Ic_{max} liegen wird).

Welche Bedingungen muß der Schalttransistor erfüllen?

Vom Verstärkertransistor waren wir einen mittleren Kollektorstrom gewohnt sowie eine Kollektorspannung von einigen Volt. Das Produkt beider ergab Pv, wobei dieser Wert unter Pv_{max} liegen mußte. Bei der Auswahl eines zur Verstärkung geeigneten Transistors ist also die maximale Verlustleistung Pv_{max} eine wichtige Größe. Beim Schalttransistor dagegen spielt sie nur eine untergeordnete Rolle! Maßgebend sind dabei vielmehr die Größen Uc_{max} und Ic_{max}. Im gesperrten Zustand liegt praktisch die volle Spannung U am Transistor an; dessen Uc_{max} muß also mindestens gleich U sein. Eine Verlustleistung tritt dabei allenfalls aus dem Produkt $Uc \cdot I_{ceo}$ auf. Da I_{ceo} gering ist, bleibt auch Pv gering. Im durchgesteuerten Zustand fließt der volle Verbraucherstrom. Daher muß Ic_{max} mindestens gleich dem Verbraucherstrom, in diesem Fall dem der Lampe La sein. In diesem Zustand tritt aber am Transistor nur die Kniespannung auf. Die Verlustleistung im durchgesteuerten Zustand resultiert daher aus dem Produkt $I_v \cdot U_{kn}$ und ist wegen der geringen Kniespannung ebenfalls nicht allzu hoch (U_{kn} = Kniespannung, I_v = Verbraucherstrom). Ein Zahlenbeispiel: Lampe La soll der bekannte Typ für 6 V/ 0,3 A sein. Daher wählen wir die Batterie ebenfalls mit U = 6 V. Der Transistorreststrom I_{ceo} betrage 1 mA. Da der Transistor im durchgesteuerten Zustand 0,3 A vertragen muß, kommt nur der Typ GD 100, LA 1 oder ein ähnlicher in Frage. Diese sind mit Pv_{max} = 1 W und Ic_{max} = 1 A belastbar, Uc_{max} liegt über 6 V und interessiert uns daher nicht näher. Im gesperrten Zustand tritt am Transistor die Verlustleistung P = 1 mA · 6 V = 6 mW auf, also weit unter der zulässigen Grenze. Im durchgesteuerten Zustand wollen wir eine Kniespannung (Kollektorrestspannung) von 0,5 V annehmen (der Konstrukteur entnimmt sie aus den Kennlinienblättern oder mißt sie experimentell). Lampe La bekommt dann 6 — 0,5 = 5,5 V, was zum Betrieb ausreicht. Der Lampenstrom liegt daher knapp unter 0,3 A; wir runden auf 0,3 A auf. Am Transistor entsteht jetzt eine Verlustleistung von Pv = 0,5 V · 0,3 A = 0,15 W; also noch immer weit unter der zulässigen Grenze. Daher kann der Transistor ohne Kühlfläche betrieben werden. Da niemals eine höhere Verlustleistung als 150 mW auftritt, könnte man an die Verwendung eines 150-mW-Transistors etwa vom Typ OC 821 oder GC 121 denken — jedoch ist

für diese Typen $I_{C_{max}}$ nur mit 150 mA zugelassen, was in dem genannten Beispiel nicht ausreicht!

Unser 1-W-Transistor möge weiterhin ein β von 30 haben. Um 0,3 A Kollektorstrom fließen zu lassen, sind also $\frac{0{,}3\ \text{A}}{30} = 10\ \text{mA}$ Basisstrom erforderlich. Damit ergibt sich Rb aus U und dem Basisstrom (unter Vernachlässigung der Basis-Emitter-Spannung von 0,1 bis 0,2 V) zu rund 600 Ω. Damit der Transistor wirklich restlos durchgesteuert wird, machen wir den Basisstrom etwas größer, indem wir Rb zu 500 Ω festlegen.

Was würde geschehen, wenn Rb jedoch größer dimensioniert, z. B. mit 1200 Ω bemessen würde? In diesem Falle fließen im *Ein*-Zustand nur 5 mA Basisstrom, woraus mit $\beta = 30$ ein Kollektorstrom von 150 mA resultiert. An La fallen dann nach dem Ohmschen Gesetz nur rund 3 V ab (wobei wir zunächst unberücksichtigt lassen, daß sich der Lampenwiderstand mit der Temperatur des Glühdrahts ändert). Demzufolge stehen am Kollektor jetzt die restlichen 3 V, und es ergibt sich für den «nur halb geöffneten» Transistor eine Verlustleistung von $P_v = 3\ \text{V} \cdot 0{,}15\ \text{A} = 0{,}45\ \text{W}$, also dreimal so viel, wie bei vorschriftsmäßigem Schalterbetrieb auftritt! Daraus ergibt sich eine wichtige Konsequenz: Die Verlustleistung ist im Moment des Übergangs vom gesperrten in den durchgesteuerten Zustand — und umgekehrt — am größten! Ist Rb richtig, d. h. mit 500, höchstens 600 Ω bemessen, dann tritt dieser Fall nur für Sekundenbruchteile auf, nämlich im Moment des Öffnens oder Schließens des Schalters S. Wir könnten also gemäß unserer ersten Berechnung ohne weiteres einen Transistor mit etwa 150 bis 200 mW maximaler Verlustleistung und 0,3 A maximal zulässigem Kollektorstrom benutzen (gäbe es einen solchen im Sortiment); allerdings müßten wir uns davor hüten, den Übergang von einem in den anderen Zustand langsam vorzunehmen. Denn in diesem Moment würde die Verlustleistung $P_{v_{max}}$ überschreiten! Tatsächlich jedoch ist eine ganz kurzzeitige Überschreitung von $P_{v_{max}}$ durchaus tragbar! Es kommt nur darauf an, den Kollektor nicht zu überhitzen. Tritt $P_{v_{max}}$ oder ein Mehrfaches davon nur für *Bruchteile von Sekunden* auf, so hat der Kollektor «keine Zeit», sich schädlich zu erhitzen, er ist thermisch zu träge. Wie wichtig diese Zusammenhänge in der Praxis sind, werden wir später noch sehen.

Es kommt also darauf an, die Umschaltung *so schnell wie möglich*

vorzunehmen. Schalter S (Bild 1.30.) muß kein mechanischer Kontakt sein. Man kann, wie wir ebenfalls noch sehen werden, auch einen zweiten Transistor oder ein ähnliches Bauelement benutzen.

Außer der zu langsamen Umschaltung droht jedoch dem Schalttransistor eine zweite Gefahr. Wir wissen, daß $U_{C_{max}}$ des Transistors mindestens gleich U sein muß. Nach Bild 1.30. könnte man annehmen, daß die maximale Kollektorsperrspannung nicht wesentlich größer zu sein braucht als die Betriebsspannung U. Das gilt aber nur, wenn im Kollektorkreis keine zusätzlichen Spannungsspitzen auftreten. Diese Gefahr besteht jedoch, sobald Induktivitäten (z. B. Relais- oder Trafowicklungen) geschaltet werden. Betrachten wir das Bild 1.30.1. Im Kollektorkreis unseres Schalttransistors (dessen Basisansteuerung uns im Augenblick nicht näher interessieren soll, sie kann z. B. gemäß Bild 1.30. geschehen) liegt jetzt ein Relais. Bekanntlich hat jede Spule eine Selbstinduktion (s. dazu auch Heft 1 dieser Reihe, Kapitel *Selbstinduktion*). Bei plötzlichem Abschalten der Spule entsteht an ihr eine Selbstinduktionsspannung, die die ursprüngliche Betriebsspannung um ein vielfaches überschreiten kann. Sie kann also auch $U_{C_{max}}$ des Transistors weit übersteigen. Ergebnis: Die Kollektorsperrschicht wird durchschlagen, und damit ist der Transistor unbrauchbar. Derartige Überspannungsdurchschläge durch Abschaltspannspitzen von Induktivitäten sind bei Schalttransistoren sehr häufig. Besonders groß ist die Gefahr — und das betrifft unmittelbar den Amateur —, wenn das Relais ein Typ für geringere Ströme und mit hoher Windungszahl ist. Das sicherste Mittel dagegen besteht in der Verwendung einer zusätzlichen Freilaufdiode, auch Dämpfungsdiode genannt (Bild 1.30.2.). Beim Anschluß auf richtige Polung achten! Wenn der Transistor durchgesteuert ist und das Relais Strom führt, muß die Diode sperren (andernfalls schließt sie das Relais kurz und überlastet den Transistor!). Beim Abschalten findet die Selbstinduktionsspannung über die — für diese Spannungsspitze in Durchlaßrichtung liegende — Diode einen niederohmigen Weg zum anderen Spulenende, wird damit kurzgeschlossen und unschädlich gemacht. Die Diode D braucht dabei nur für die normale Betriebsspannung U ausgelegt zu sein und — als Faustregel — keinen höheren Spitzenstrom I_{max} zu vertragen, als das Relais in stromführendem Zustand aufnimmt. Als Universaldiode eignet sich die bekannte OA 625 oder GA 100, für stärkere Relais (mit Leistungstransistoren) die OY 100 bzw. GY 100.

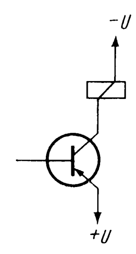


Bild 1.30.1.
Durch Selbstinduktionsspannungen beim Schalten von Relaiswicklungen und ähnlichen kann die Sperrschicht des Schalttransistors beschädigt werden

Wir sollten bei entsprechenden Geräten diese Dämpfungsdiode auch dann vorsehen, wenn sie im Schaltbild nicht ausdrücklich angegeben ist!

Kehren wir abschließend noch einmal zum Schalttransistor und zu seiner Belastung zurück. Für den speziellen Fall, daß er wie in Bild 1.30. eine Lampe zu schalten hat — was z. B. bei Transistorblinklichtgebern u. ä. zutrifft —, ist noch etwas zu beachten: Glühlampen haben in kaltem Zustand einen weit geringeren Widerstand als im warmen. Der Typenaufdruck gilt aber für die mit Sollspannung brennende Lampe. Unsere Lampe für 6 V/0,3 A hat also den (laut Ohmschem Gesetz zu errechnenden) Widerstand von 20 Ω nur, wenn sie mit 6 V brennt, nicht aber im *Aus*-Zustand! Je nach Lampenart liegt er dann beträchtlich tiefer und beträgt oft nur 20 % des Warmwiderstands. Das bedeutet, die Lampe zieht im Einschaltmoment einen weit größeren Strom als 0,3 A! Es ist also wieder $I_{C\,max}$ des Transistors zu beachten, und das heißt den Transistor für einen höheren $I_{C\,max}$ auslegen, als die Lampendaten besagen. In unserem Fall ist der bis 1 A zugelassene Transistor keinesfalls reichlich, sondern mit Rücksicht auf die Einschaltstromspitze der Glühlampe gerade

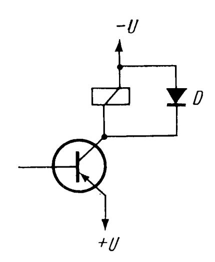


Bild 1.30.2.
Abhilfe schafft eine Dämpfungsdiode oder Freilaufdiode parallel zu der geschalteten Wicklung. Polung der Diode beachten!

eben ausreichend bemessen! Zwar kann nicht viel passieren, wenn die Wärmeträgheit der zu schaltenden Lampe geringer ist als die des Kollektors im Transistor; doch meist liegt der Fall umgekehrt. Und dieses Problem wird mit stärkeren Lampen (von etwa 0,1 A aufwärts) immer kritischer, es zwingt zu stets stärkerer Überdimensionierung des Transistors oder zu speziellen Schaltmaßnahmen, die die Einschaltstromspitze abfangen oder unterdrücken. Das braucht uns vorläufig aber noch nicht näher zu interessieren, da wir bei unseren Aufbauten einstweilen nur Kleinlampen verwenden. Der Leser sollte sich jedoch daran erinnern, wenn er später einmal eigene Experimente mit stärkeren Lampen und Transistoren vornimmt! Für den Anfang (bei Lampen bis etwa 6 V und 0,1 A) genügt als Faustregel:

$I_{C max}$ des Schalttransistors = Lampenbrennstrom · 2.

Daraus erkennen wir jetzt schon: Solange wir mit Kleintransistoren (150 mW und $I_{C max}$ = 150 mA) als Schalter arbeiten wollen, kommen keine stärkeren Lampen in Betracht als solche mit maximal 70 mA Stromaufnahme.

2. Wir basteln mit Halbleitern

Es sei noch einmal an das Beispiel vom Maurerlehrling erinnert: Der Leser hat nun das notwendige Rüstzeug, d. h., er weiß, was ein Mauerstein — ein Transistor — ist und wozu Kalk und Mörtel — die zusätzlichen Schaltungsorgane — gut sind. Also wird es Zeit, die ersten praktischen Versuche zu unternehmen. An den Geräten, die der Bastler nach den folgenden Bauanleitungen baut, soll er nicht nur Freude haben, sondern auch sein Wissen praktisch erproben. Deshalb gehen diese Bauanleitungen nicht, wie üblich, auf mechanische und handwerkliche Einzelheiten ein — diese Erläuterungen bringt der in dieser Reihe erschienene Band: *Mit Transistor und Batterie* von K.-H. Schubert —, sie geben auch nicht überall endgültige Dimensionierungen an. Dafür aber bieten sie eine Möglichkeit, die Bauanleitungen in anderen Büchern normalerweise nicht aufweisen, die aber später auch auf solche Anleitungen übernommen werden kann: die Möglichkeit, die Schaltung nach eigenen Wünschen und Ideen und nach dem gerade greifbaren Material zu variieren und sich in bescheidenem Rahmen als Konstrukteur zu betätigen, ohne daß die Versuche in zielloses Probieren ausarten. Darum sei noch einmal darauf hingewiesen: Wenn irgend etwas nicht gleich klappt, dann nicht dieses und jenes probieren, sondern die vorangegangenen Kapitel wiederholt durchlesen. Das dauert auch nicht länger, und man hat außerdem die Genugtuung, die Lösung nicht durch Glück, sondern durch eigenes Überlegen gefunden zu haben!

2.1. Wie prüft man Halbleiter?

2.1.1. Diodenprüfung

Es wird im allgemeinen darauf ankommen, festzustellen, ob eine Diode intakt und wie sie anzuschließen ist. Die Ermittlung genauer

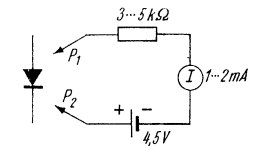


Bild 2.1.
Einfache Prüfeinrichtung für schnelle Prüfung von Dioden und Transistoranschlüssen

Daten geht schon prüfgerätmäßig über Anfängermöglichkeiten hinaus und kommt in der Bastelpraxis kaum einmal vor.

Wir stellen aus einem Milliamperemeter für 1 bis 2 mA (etwa dem bekannten Multiprüfer o. ä.), einer Batterie und einem Widerstand die Prüfeinrichtung nach Bild 2.1. zusammen. P 1 und P 2 sind unsere Prüfschnüre, mit denen wir den Prüfling antasten. Mit der in Bild 2.1. angegebenen Polung ist die Diode in Sperrichtung gepolt (Plus an Katode). Wir messen daher den Sperrstrom — bei Dioden mit guten Daten ist er so gering, daß er kaum noch abzulesen sein wird. Danach vertauschen wir P 1 und P 2. Jetzt muß sich Durchgang zeigen — der Widerstand verhindert dabei die Überlastung der Diode und begrenzt den Durchlaßstrom auf 1 bis 1,5 mA. Der angezeigte Strom soll nicht wesentlich unter diesem Wert liegen, der sich (nach dem Ohmschen Gesetz) aus dem Wert des Widerstands und der Batteriespannung ergibt (einfacher: P 1, P 2 direkt verbinden und ablesen!). Da jetzt der Diodendurchlaßwiderstand hinzukommt, wird der angezeigte Durchlaßstrom etwas geringer sein; die Differenz läßt Rückschlüsse auf den ungefähren Diodendurchlaßwiderstand zu.

Zeigt sich *in keiner Richtung* Stromdurchgang, so ist die Diode defekt (Zuleitung im Innern unterbrochen oder abgeschmolzen).

Zeigt sich *in beiden Richtungen* Durchgang, so ist die Diode ebenfalls unbrauchbar (kurzgeschlossen bzw. durchgeschlagen).

2.1.2. Die Ermittlung der Anschlüsse unbekannter Transistoren

Wir erinnern uns daran, daß ein Transistor als Kombination zweier Dioden aufgefaßt werden kann (Bilder 1.11. und 1.12.). Geprüft wird ebenfalls mit der Einrichtung nach Bild 2.1. Die Spannung von 4,5 V und den maximal möglichen Strom von 1,5 mA hält jeder Transistortyp ohne Schaden aus. Wie Bild 1.11. zeigt, gibt es zwei

Anschlüsse am Transistor, die bei keiner Polung der Prüfschnüre Durchgang zeigen, zwischen Emitter und Kollektor. Diese beiden Strecken sind gegeneinander gepolt; eine sperrt also immer. Ein gewisser Stromfluß, der trotzdem angezeigt wird, ist der Kollektorreststrom. Er beträgt normalerweise nicht über 0,5 bis 1 mA. Sind durch reihenweises Abtasten aller drei Anschlüsse zwei gefunden, die in keiner Polung mehr als etwa 0,5 mA zeigen, so handelt es sich dabei mit großer Wahrscheinlichkeit um Emitter und Kollektor — der übriggebliebene Draht ist also die Basis. Diese wäre damit bestimmt. Wir kontrollieren: Mit Minus (P 1 in Bild 2.1.) an der Basis muß nach jedem der beiden anderen Drähte Durchgang vorhanden sein; umgekehrt gepolt dagegen nicht.

Nun bleiben noch Kollektor und Emitter zu unterscheiden. Wir schließen den Transistor so an, wie es in Bild 2.2. zu sehen ist — dabei Vorsicht, Basisdraht muß erst einwandfrei erkannt sein und bleibt zunächst frei! Möglich ist, daß wir dabei gegenüber Bild 2.2. Kollektor und Emitter vertauscht haben. Von Batterie-Minus schließt man jetzt zur Basis einen Widerstand R an (punktiert gezeichnet), wobei das Instrument ständig beobachtet wird. R soll zunächst sehr groß sein (wenigstens 300 kΩ!). Es wird sich dann ein gewisser, wenn auch vielleicht geringer Stromanstieg bemerkbar machen. Wir vertauschen nun die Drähte für Kollektor und Emitter und wiederholen das Experiment. Wieder wird ein Stromanstieg festzustellen sein (wie wir auf Seite 26 lasen, arbeitet ein Transistor auch, wenn Emitter und Kollektor vertauscht sind, jedoch dann mit geringerem β, und gerade das nutzen wir in diesem Fall aus). Ist der Stromanstieg jetzt stärker als zuvor, so haben wir die richtige Polung mit Kollektor und Minuspol. Ist der Stromanstieg schwächer, so war die erste Polung die richtige. Damit sind auch Emitter und Kollektor bestimmt.

Ist der Stromanstieg in beiden Fällen zu gering, um einwandfrei erkennbar zu sein, so hat der Transistor wahrscheinlich ein geringes β.

Wir verringern dann R versuchsweise auf den halben Wert und führen den Versuch erneut durch.

Sonderfälle: Hat der Transistor nur zwei Drahtanschlüsse, dann befindet sich der dritte Pol am Gehäuse (das ist meist bei Leistungstransistoren der Fall). Fast immer ist dann das Gehäuse der Kollektor. Da es aber auch dabei wieder Ausnahmen gibt (ausländische Arten!), soll uns diese Feststellung nicht beirren; wir prüfen genau wie ange-

geben. Achtung, — Dioden der GY 100-Reihe ähneln Transistoren, sie haben aber nur zwei Drähte *ohne* Verbindung zum Gehäuse!

Hat der Transistor vier Drähte, so ist einer davon mit dem Metallgehäuse verbunden. Dieses dient als Abschirmung und der vierte Draht zu dessen Erdung (findet man nur bei HF-Transistoren). Dieser vierte Draht wird zuerst geprüft — er muß in beiden Polungen der Prüfschnüre (Bild 2.1.) Durchgang zum Gehäuse zeigen — und bei den folgenden Prüfungen ausgelassen.

Abschließend empfiehlt sich bei allen Transistoren mit Metallgehäusen eine Prüfung aller drei Anschlußdrähte in beiden Polungen gegen das Gehäuse. Bei manchem Typ ist ein Pol mit dem Gehäuse verbunden. Das hat große Bedeutung bei gedrängtem Geräteaufbau; es kann sonst Kurzschlüsse und Transistorschäden geben, wenn das Gehäuse andere Bauteile berührt!

2.1.3. Funktionsprüfung des Transistors auf Verstärkerwirkung

Diese Prüfung geschieht nach Bild 2.2., und zwar am besten gleich nach der Ermittlung der Anschlüsse. R wird fortgelassen. Am Instrument läßt sich jetzt I_{ceo} ablesen. Günstig ist für diese Messung ein Vielfachmesser oder anderes Instrument, das auch geringere Ströme als 1 mA noch gut anzeigt. Kleintransistoren bis etwa 150 mW Leistung dürfen höchstens 0,8 mA Kollektorreststrom aufweisen. Wegen Temperaturabhängigkeit des I_{ceo} den Transistor vor und während der Messung nicht mit dem Finger berühren, sonst wird durch Erwärmung zu hoher I_{ceo} gemessen! Wir notieren uns den Wert von I_{ceo}. Jetzt wird für R ein Widerstand bekannten Wertes angeschlossen (mit hohen Werten beginnen; Wert so wählen, daß sich ein Kollektorstrom von etwa 2 mA einstellt). Wir errechnen die

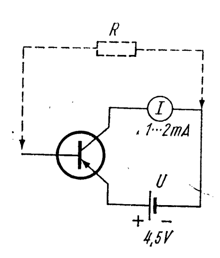


Bild 2.2.
Prüfanordnung zur Kontrolle von Transistoren auf Verstärkungswirkung

Kollektorstromzunahme (angezeigter Stromwert abzüglich dem zuvor notierten Reststrom!) und notieren ebenfalls. Sie sei hier mit I_{cz} bezeichnet. Aus der Batteriespannung und R errechnen wir nach dem Ohmschen Gesetz den Basisstrom Ib. Der Stromverstärkungsfaktor β ergibt sich dann, wie bereits erläutert, nach $\beta = \frac{I_{cz}}{I_b}$. Werden Kollektor und Emitter vertauscht, so muß sich für β ein wesentlich geringerer Wert ergeben (trotzdem wieder mit hohen R-Werten beginnen!).

2.1.4. Ein einfaches Transistorprüfgerät

Nach dem soeben erklärten Prinzip läßt sich ein einfaches, für unsere Zwecke völlig ausreichendes Prüfgerät für Transistoren bauen. Bild 2.3. zeigt die Schaltung. Als Instrument kann, wenn ein festeingebautes Milliamperemeter zu kostspielig ist, auch ein vorhandenes Meßgerät (z. B. der Multiprüfer) benutzt werden; dieses wird dann bedarfsweise über Steckbuchsen und kurze Verbindungsschnüre angeschlossen. Für den Anschluß des Prüflings sehen wir am besten drei festmontierte Krokodilklemmen an dem Kästchen vor, das die übrigen Einzelteile aufnimmt. Schalter S hat folgende Funktionen:

Stellung 0 = *Aus*.

Stellung 1 = *Batteriekontrolle*. Bei einwandfreier Batterie muß genau Vollausschlag (2 mA) angezeigt werden. Die Prüfergebnisse stimmen nur, wenn die Batteriespannung stimmt, deshalb ist Stellung 1 notwendig!

Stellung 2 = *Schlußprüfung*. Es müssen in jedem Fall weniger als 2 mA — bei einwandfreiem Transistor unter 1 mA, also weniger als die halbe Skalenlänge am Instrument — abzulesen sein. Wird Vollausschlag gezeigt oder überschritten, dann ist die Kollektorsperrschicht des Transistors durchgeschlagen und der Transistor unbrauchbar.

Stellung 3 = *Reststrommessung* (I_{ceo}). In dieser Stellung ist der Reststrom ablesbar. Danach wird in Stellung 3 zusätzlich die Taste Ta gedrückt. Jetzt muß der Strom mehr oder weniger ansteigen, andernfalls ist die Basiszuleitung unterbrochen (seltener Fehler!) und der Transistor ebenfalls unbrauchbar. Da der Basis jetzt über den 450-kΩ-Widerstand ein Strom von genau 10 μA aufgeprägt wird, entspricht jedes Milliampere Stromanstieg einem $\beta = 100$.

Beim Ablesen des Stroms ist der Reststrom I_{ceo} abzuziehen. Das kann ohne besondere Rechnung geschehen. Man merkt sich den Zeigerausschlag in der Anzahl von Teilstrichen bei «Ta losgelassen». Darauf Ta drücken und den Zeiger um die gemerkte Anzahl Striche zurückversetzt denken! Die so erreichte Stellung wird umgerechnet, wobei jeweils 0,1 mA einem β von 10 entsprechen.

Beispiel: Skala für 2 mA, geteilt in 20 Teilstriche. «Ta offen» ergibt 3 Teilstriche (I_{ceo} also = 0,3 mA). «Ta gedrückt» ergibt 11 Teilstriche, davon abzüglich 3 Teilstriche, verbleiben 8 Teilstriche je 0,1 mA; $8 \cdot 10 = 80$; β des Prüflings beträgt 80. Meßbar sind demzufolge β-Werte bis knapp 200 bzw., wenn das Instrument einen höheren Strombereich hat, entsprechend mehr. Der Bereich ist umzuschalten, wenn beim Drücken von Ta das Skalenende überschritten wird. Ein Hinweis für den Aufbau: Die Widerstandswerte 2,25 kΩ und 450 kΩ müssen genau stimmen. Man kann sie aus handelsüblichen Werten kombinieren. 2,25 kΩ z. B. aus 2 kΩ + 250 Ω oder 2 kΩ + 200 Ω + 50 Ω, 450 kΩ entsprechend aus 300 kΩ + 150 kΩ in Serie oder 500 kΩ und 5 MΩ parallel.

Transistor während und vor der Messung nicht berühren (wegen Erwärmung!), sonst wird zu hoher I_{ceo} vorgetäuscht.

Sonderfall: Manche Transistoren zeigen einen zunächst geringen, aber allmählich immer mehr ansteigenden Reststrom. Prüfung dann sofort abbrechen (da Gefahr des Wärmedurchschlags und der Überlastung des Instruments) oder in Schalterstellung 2 beobachten! Derartige Transistoren rauschen meist auch stark. Das ist vielfach die Ursache von Sperrschichtschädigung durch defekte Gehäuse. Diese Transistoren sind nur noch bedingt für Morsesummer- oder Blink-

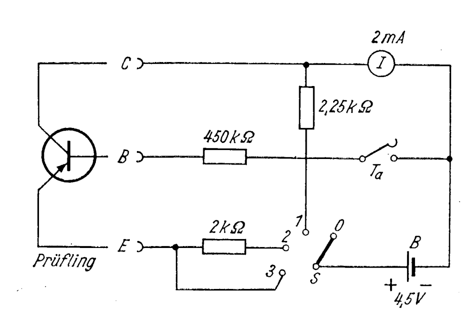


Bild 2.3.
Schaltung eines einfachen Transistorprüfgeräts

schaltungen sowie bei geringen Batteriespannungen (1,5 bis 2 V) und geringen Strombelastungen (2 bis 3 mA) zu benutzen. Für Verstärker scheiden sie aus, ebenso für alle Schaltungen, in denen durch geringe Werte des Kollektorwiderstands die Gefahr zu hoher Stromaufnahme beim möglichen thermischen Hochlaufen besteht und, damit verbunden, Beschädigungsgefahr für Batterie und andere Teile.

2.2. Verwendungsmöglichkeiten für defekte Transistoren

Wurde bei den vorangegangenen Prüfungen ein Transistor als schadhaft ermittelt, so braucht man ihn nicht gleich wegzuwerfen. Meist ist entweder nur die Kollektordiode oder (seltener) die Emitterdiode defekt (durchgeschlagen oder Zuleitung unterbrochen). Die Basis zusammen mit der unbeschädigten Diode kann dann noch als anspruchslose Flächendiode verwendet werden! Eine Prüfung nach Bild 2.1. gibt darüber schnell Aufschluß. Völlig wertlos ist ein Transistor nur dann, wenn entweder beide Dioden durchgeschlagen sind oder die Basiszuleitung unterbrochen ist — beides kommt selten vor. Freilich dürfen wir von solch einer *Behelfsdiode* keine besonders guten Eigenschaften erwarten. Für HF-Zwecke — etwa für Detektorschaltungen — ist sie meist nur dann brauchbar, wenn der Transistor ein HF-Typ war, und auch dann nicht immer. Auch dürfen wir weder großen Sperrwiderstand (geringen Sperrstrom) noch geringen Durchlaßwiderstand verlangen. Der maximale Durchlaßstrom sollte nicht höher als 5 mA gewählt werden, die maximale Sperrspannung für die Kollektordiode höchstens 10 V, für die Emitterdiode nicht mehr als 4 . . . 6 V.

Immerhin, für zahlreiche Anwendungszwecke reicht das. Beispielsweise wäre es schade, als Relaisdämpfungsdiode (Bild 1.30.2.) eine *echte* Diode zu verwenden, solange wir einen — für diesen Fall völlig ausreichenden — defekten Transistor haben.

In ihren elektrischen Werten ist eine solche *Behelfsdiode* etwa einer Spitzendiode vom Typ OA 625 vergleichbar, in Aufbau und Frequenzverhalten dagegen eher einer Flächendiode vom Typ GY 100. Übrigens können wir, wenn gerade keine Diode zur Hand ist, auch einen einwandfreien Transistor als Diode benutzen. Oft ist es dann vorteilhaft, Kollektor und Emitter zu verbinden und dadurch beide Diodenstrecken parallelzuschalten. Im Einzelfall entscheidet das der Versuch.

2.3. Niederfrequenzverstärker

2.3.1. NF-Universalverstärker

Bild 2.4. zeigt die Schaltung eines NF-Universalverstärkers. Wir können ihn zusammen mit einem einfachen Detektorempfänger benutzen (s. *Mit Transistor und Batterie*, Heft 6 dieser Broschürenreihe), als Plattenspielerverstärker oder auch für Mikrofonübertragungen und ähnliche Aufgaben. Für den zuletztgenannten Fall sollte man ihm noch eine rauscharme Vorstufe vorschalten, wie sie im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

P 1 in Bild 2.4. ist der Lautstärkeregler. Er legt gleichzeitig den Eingangswiderstand unseres Verstärkers mit maximal 10 kΩ fest. Ist P 1 voll aufgedreht (Schleifer oben), so liegt dem Regler noch der Eingangswiderstand der ersten Stufe (T 1) parallel, der resultierende Eingangswiderstand beträgt dann etwa 2 bis 3 kΩ. Daraus ergibt sich, daß ein höherer Wert für P 1 sinnlos ist, da Emitterstufen ohnehin nur einige Kiloohm Eingangswiderstand haben (vgl. Abschnitt 1.2.3.1.). C 1 ist der Basiskondensator, den wir bisher allgemein mit Cb bezeichneten; R 1 der Basiswiderstand (bisher Rb) für T 1; R 2 sein Kollektorwiderstand (bisher Rc). Diese Stufe ist nach dem für Vorstufen zweckmäßigen Verfahren gemäß Bild 1.26. temperaturstabilisiert. Wie zu Bild 1.26. schon gesagt wurde, ergibt sich für diese Schaltung die günstigste Betriebsbedingung, wenn die Kollektorspannung an T 1 gleich der halben Betriebsspannung ist, hier also etwa 4,5 V. R 2 wird mit 5 kΩ vorgegeben, dieser Wert ist ein vorteilhafter Kompromiß für möglichst hohe Spannungsverstärkung bei günstigsten Werten für den Kollektorstrom und die Kollektorspannung. An R 2 fallen demnach ebenfalls rund 4,5 V ab; daraus ergibt sich nach dem Ohmschen Gesetz (abgerundet) der Kollektorstrom zu 1 mA. Diese Abrundung ist ohne weiteres zulässig, auch die Tatsache, daß R 2 noch zusätzlich vom Basisstrom für T 1 durchflossen wird, kann unberücksichtigt bleiben (wir kommen für die Bastelpraxis mit Überschlagsrechnungen aus, zumal ja die Einzelteile sowieso gewisse Toleranzen aufweisen). T 1 muß also rund 1 mA Kollektorstrom haben. Dies hängt von R 1 ab, und aus dem dafür angegebenen Wert von 200 kΩ können wir nun sofort ersehen, daß T 1 im Mustergerät ein β von etwa 50 hatte. Kontrolle: Am Kollektor stehen rund 4,5 V; abzüglich der etwa 0,2 V Basis-Emitter-Spannung können wir an

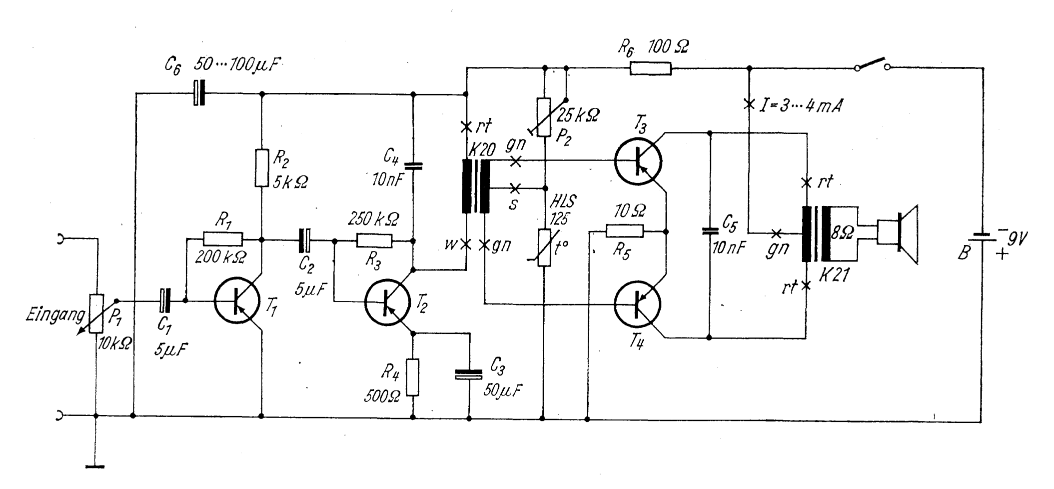


Bild 2.4. Schaltbild des NF-Universalverstärkers. R1, R3 und P2 sind nur Richtwerte und müssen entsprechend den im Text angegebenen Hinweisen je nach benutzten Transistoren festgelegt werden! T1, T2: Transistoren beliebiger Typen, Leistungsklassen 25 bis 150 mW
T3, T4: Transistorpaar der Leistungsklasse 150 mW



Bild 2.5. Der NF-Universalverstärker in Kleinausführung, hier zur Schallplattenwiedergabe benutzt. Im Hintergrund die Batterie und der Lautsprecher

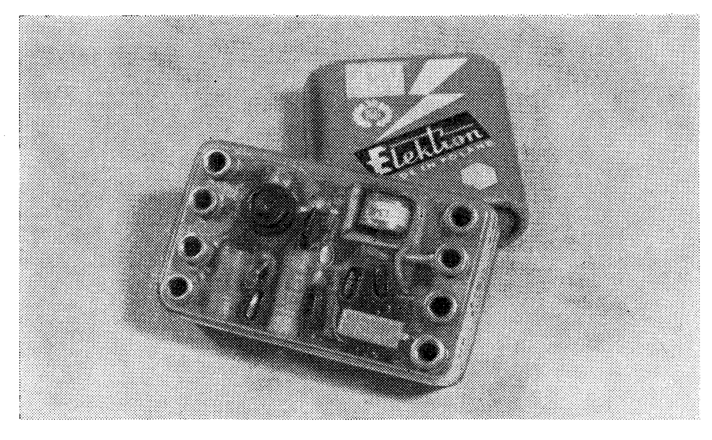


Bild 2.6. Größenvergleich des nach Bild 2.4. gebauten NF-Universalverstärkers in Kleinausführung mit einer der beiden Batterien, einer üblichen Taschenlampenbatterie

R 1 mit einer Spannung von rund 4 V rechnen. Das ergibt einen Basisstrom durch R 1 von etwa 20 μA; und da 20 μA · 50 = 1000 μA = 1 mA, beträgt β rund 50. Allerdings läßt diese Rechnung den Einfluß des Kollektorstroms unberücksichtigt, der ja in dem Ic-Wert von 1 mA enthalten ist. Wir wissen zunächst, daß T 1 mit etwa 1 mA und etwa 4,5 V belastet wird (also Pv = 4,5 mW). Für T 1 kommt demnach jeder beliebige Transistortyp in Frage, denn diese Beanspruchung vertragen alle Transistoren. Er muß höchstens rauscharm sein — was sich ohnehin nur im fertigen Gerät überprüfen läßt. Immerhin werden wir aus den frühergenannten Gründen ein Exemplar mit möglichst hohem β für diese erste Stufe bevorzugen. Nehmen wir an, es findet sich in unserem Vorrat ein GC 100 oder OC 825. Mit dem Transistorprüfgerät ermitteln wir seine Daten zu I_{ceo} = 200 μA und β = 80. Diese Daten erscheinen uns günstig — nehmen wir ihn für T 1. Wie muß nun R 1 bemessen werden? Wir rechnen: Gesamtkollektorstrom soll etwa 1 mA sein, damit die Bedingung $U_c = U_B/2$ (mit der Batteriespannung U_B) erfüllt ist; denn bei diesem Strom fällt an R 2 etwa die halbe Batteriespannung ab. 1 mA abzüglich I_{ceo} ergibt 0,8 mA Stromzunahme, die durch den Basisstrom erreicht werden muß. Da β = 80 ist, gehören dazu 10 μA Basisstrom. Die Spannung zwischen Basis und Kollektor (und damit an R 1) beträgt rund 4 V; nach dem Ohmschen Gesetz erhalten wir R 1 daher zu 400 kΩ. Dies wäre der zu dem obengenannten Transistor erforderliche Wert für R 1.

Diese Rechnung zeigt nebenbei etwas sehr Wichtiges: Die für Basiswiderstände angegebenen Werte gelten stets nur für ganz bestimmte Transistorexemplardaten! Falls wir eine Schaltung mit anderen Transistoren nachbauen, die ein vom Mustergerät abweichendes β haben, müssen wir diese Werte entweder errechnen oder mit der nötigen Vorsicht ausprobieren. Kommt man dabei auf einen ganz anderen Wert, als in der Schaltung angegeben ist, so muß die Schaltung trotzdem nicht falsch sein! Unsere Rechnung zeigt das deutlich im Vergleich zu Bild 2.4.

Betrachten wir die zweite Stufe. Ihren Kollektorwiderstand bildet eine Übertragerwicklung, denn sie ist die Treiberstufe für die darauffolgende Gegentakt-Endstufe, die noch beschrieben wird. Für den Übertrager benutzt man den bekannten *Sternchen*-Trafo K 20, für den auch die Farben seiner Anschlußdrähte angegeben sind. C 4 dient hier zur Klangverbesserung und mildert ein wenig die hohen Töne

(auch C 5 am Ausgangstrafo dient diesem Zweck). Wegen des geringen Gleichstromwiderstands der Trafowicklung wurde bei T 2 (zusätzlich zu der schon bekannten Stabilisierung ähnlich der ersten Stufe) noch die Stabilisierung mit Emitterwiderstand nach Bild 1.25. angewendet — man hat also zwei Stabilisierungsmaßnahmen. R 4 ist mit 500 Ω vorgegeben. Da die Treiberstufe bereits eine bestimmte Leistung zur Ansteuerung der Endstufe aufbringen muß, braucht sie eine nicht zu geringe Kollektorspannung (gegen Emitter gemessen). An R 4 wird daher höchstens 1 V abfallen dürfen — für T 2 verbleiben dann noch rund 8 V. Laut Ohmschem Gesetz ergibt das durch R 4 einen Emitterstrom von 2 mA. Diesen Wert setzen wir gleich dem Kollektorstrom und haben damit bereits wieder alle Angaben zur Berechnung von R 3. Für T 2 kennen wir — durch Messung mit dem Transistorprüfer — I_{ceo} (diesen Wert ziehen wir von den 2 mA ab) sowie β. An R 3 liegen, wie wir feststellten, rund 8 V. Aus 2 mA abzüglich I_{ceo} ergibt sich der Stromzuwachs für den Kollektorstrom, aus diesem und β wiederum der notwendige Basisstrom. Aus Basisstrom und der mit 8 V gegebenen Spannung an R 3 errechnen wir schließlich R 3 für unseren Transistor.

Wer Lust hat, kann jetzt zur Übung den Rechengang rückwärts verfolgen und feststellen, welches β Transistor T 2 im Mustergerät gehabt haben muß, wenn in Bild 2.4. für R 3 der Wert 250 kΩ angegeben wurde! (I_{ceo} wird dabei vernachlässigt bzw. ein mittlerer Wert dafür angenommen.)

Betrachten wir die Endstufe, so stellen wir zunächst fest, daß beide Endtransistoren ihre Basisvorspannung gemeinsam über die Mittelanzapfung der Sekundärwicklung des Übertragers K 20 erhalten, und zwar vom Basisspannungsteiler P 2/HLS 125 (vgl. dazu Bild 1.28.). Die Basisvorspannung und damit die Kollektorströme der Endtransistoren sind also mit einem Heißleiter stabilisiert (HLS 125 ist die Typenangabe dafür; für diese Schaltung eignet sich jeder Heißleiter mit einem Widerstand von 100 bis 150 Ω bei 20 °C). Zusätzlich ist noch ein gemeinsamer Emitterwiderstand R 5 vorhanden, der ähnlich wie R 4 (bzw. Schaltung Bild 1.27.!) wirkt, in diesem Falle aber nur 10 Ω hat. Höhere Werte würden zuviel der kostbaren Ausgangsleistung vernichten — der Wert von 10 Ω bedeutet also einen Kompromiß. Einen derart geringen Widerstand mit einem Elko zu überbrücken hat keinen Zweck — der Elko müßte, um zu wirken, hier mehrere tausend Mikrofarad groß sein! Deshalb verzichtet man darauf

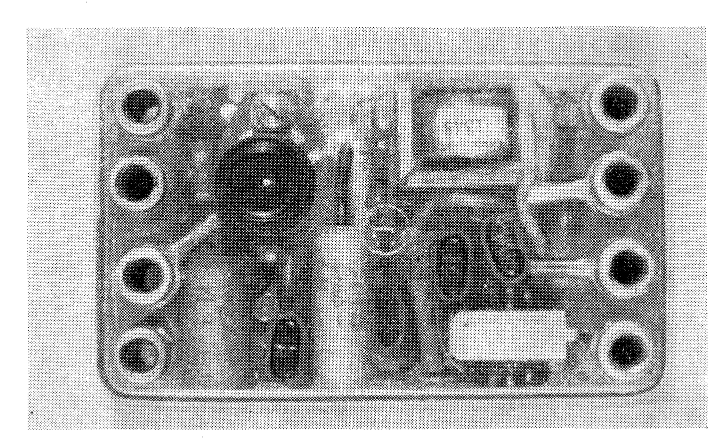


Bild 2.7. Als Gehäuse für den Universalverstärker diente eine durchsichtige Tablettenschachtel aus Polystyrol. Links die — in diesem Fall doppelt vorgesehenen — Eingangsanschlüsse. Rechts die Anschlüsse für Batterie und Lautsprecher. Als Lautstärkeregler diente ein Einstellpotentiometer mit als Achse aufgelötetem Kupferstift. Der Drehknopf (links oben) ist ein Tubenverschlußdeckel. Die Übertrager K 21 (rechts oben) und K 20 (rechts unten), zwischen ihnen die Endstufentransistoren (OC 821, ovale Bauform)

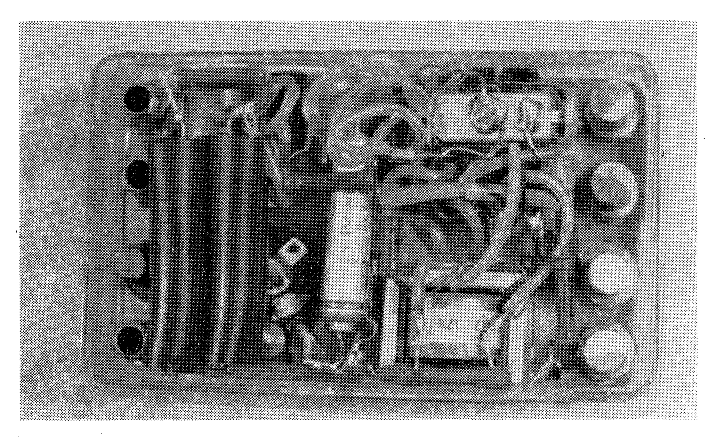


Bild 2.8. Blick in die Verdrahtung des kleinen NF-Universalverstärkers. Rechts oben Übertrager K 20, unten K 21

und nimmt die an R 5 entstehende, bei 10 Ω noch geringe Gegenkopplung in Kauf, zumal sie die Verzerrungen der Endstufe vermindert. Mit P 2 läßt sich die Basisvorspannung und damit der Endstufen-Kollektorstrom einstellen. Vorgeschrieben ist dafür ein — in der Leitung X bei I zu messender — Strom von 3 bis 4 mA; auf diesen Wert wird mit P 2 eingestellt. Vorsicht, wenn P 2 zu gering wird (Schleifer am unteren Ende), werden die Transistoren überlastet!

Wie arbeitet nun die Gegentakt-Endstufe als Verstärker? Betrachten wir dazu Bild 2.9. Dort ist die Endstufe ohne die Gleichstromkreise skizziert. Der Kniff besteht nun darin, am Eingang der Transistoren etwas zu tun, was sonst bei Verstärkerstufen verboten ist (s. Bild 1.18.!): Die an der Basis liegende Wechselspannung ist größer als die vom Basisspannungsteiler kommende Gleichspannung! Demzufolge führt jeder Transistor, sobald die Basis negativ wird, nur in einer Halbwelle Kollektorstrom (ähnlich wie in Bild 1.18. gezeigt). Da der Eingangsübertrager beide Transistoren im Gegentakt ansteuert, übernimmt jeder Transistor eine Halbwelle der Wechselspannung, die in Bild 2.9. mit 1) gekennzeichnet ist. Der obere Transistor hat dann einen Kollektorstromverlauf gemäß Stromkurve 2), der untere entsprechend der anderen Halbwelle gemäß Stromkurve 3). Im Ausgangsübertrager werden beide Halbwellen wieder zusammengesetzt, das Ergebnis bildet Kurve 4), die eine getreue Wiedergabe der Eingangsspannungskurve 1) ist.

Der Vorteil liegt darin, daß jetzt je Transistor für eine Halbwelle der gesamte Kollektorstrombereich von I_{ceo} bis zum zulässigen Wert $I_{C max}$ zur Verfügung steht. Kurve 4) kann daher die doppelte Spannungshöhe aufweisen, als es bei einer Verstärkung beider Halbwellen in einem Transistor möglich wäre, d. h., es kommt vor, daß ihre Spannung beträchtlich über dem Wert der Betriebsspannung liegt! — Die Ausgangsleistung einer einfachen Transistorstufe kann man überschlägig (für unsere Zwecke wieder etwas vereinfacht) aus der Ausgangswechselspannung und dem Ausgangswechselstrom errechnen. In der Gegentakt-Endstufe haben wir es aber mit der rund doppelten Ausgangsspannung und demgemäß auch mit dem rund doppelten Ausgangsstrom zu tun, der mit einem Transistor allein erreichbar wäre. Da $P = U \cdot I$ ist, ergibt sich für die Gegentakt-Endstufe annähernd die vierfache Leistung gegenüber einer einfachen Endstufe mit einem Transistor, d. h., indem wir jeden Transistor nur eine Halb-

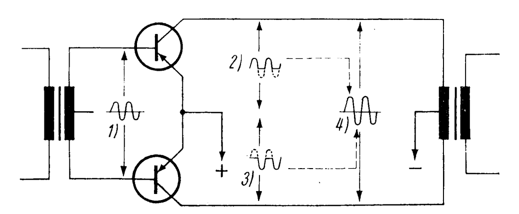


Bild 2.9. Zur Erklärung des Funktionsprinzips der Gegentaktendstufe. Ursprünglich vom Eingangsübertrager gelieferte Wechselspannung (1); der obere Transistor verstärkt nur eine Halbwelle der Wechselspannung (2), die andere Halbwelle wird vom unteren Transistor verstärkt (3); im Ausgangstrafo werden die beiden Kurven (3) und (2) wieder zur ursprünglichen Kurvenform zusammengesetzt (4)

welle verstärken lassen, erhalten wir je Transistor annähernd das Doppelte der in einer einfachen Eintakt-Endstufe erreichbaren Leistung.

Allerdings stehen diesem Vorteil auch in der Praxis einige Nachteile gegenüber. Damit die Ausgangsspannung tatsächlich der Eingangsspannung entspricht, müssen beide Halbwellen genau gleich verstärkt werden — und das bedeutet nichts anderes, als daß von beiden in einer Gegentakt-Endstufe zusammenarbeitenden Transistoren gleiches β und gleicher I_{ceo} gefordert wird. Sie müssen also auf Übereinstimmung ausgesucht sein. Derartige Transistorkombinationen werden als *Transistorpärchen* bezeichnet. Sie sind — vom Hersteller ausgesucht — z. B. unter der Bezeichnung 2 OC 821 oder 2 GC 121 als zusammengehöriges Paar im Handel erhältlich. Wir können aber ebensogut mit unserem Transistorprüfer zwei hinreichend übereinstimmende Exemplare aus einem vorhandenen Vorrat aussuchen. Sie gelten für unsere Zwecke als ausreichend gepaart, wenn sie im β-Wert und im I_{ceo} um nicht mehr als 20 % voneinander abweichen.

Wie ist nun der Kollektorstrom für diese Gegentakttransistoren einzustellen? Da nur eine Halbwelle verstärkt werden soll, darf also der Kollektorstrom ohne NF-Spannung nicht viel über dem Wert I_{ceo} liegen. Die Gegentakt-Endstufe ohne NF-Aussteuerung nimmt dementsprechend nur sehr wenig Strom auf. Mit vorhandener Aussteuerung setzt dann der Kollektorstrom ein. Daraus erklärt sich die Tatsache, daß der Kollektorstrom von Gegentakt-Endstufen mit zu-

nehmender Lautstärke steigt und daß bei einer Gegentakt-Endstufe die Batterie um so schneller verbraucht wird, je lauter das Gerät im Durchschnitt spielt!

Aus praktischen Gründen stellt man den Kollektorruhestrom (der Name *Ruhestrom* weist darauf hin, daß der Wert bei fehlender Eingangswechselspannung gemeint ist) nicht ganz in Nähe des I_{ceo} ein, sondern ein wenig höher. Bild 2.4. zeigt das; dort wird auf einen Gesamtruhestrom von 3 bis 4 mA (je Transistor also 1,5 bis 2 mA) eingestellt. Nähere Erklärungen dieser Zusammenhänge gehören allerdings schon ins Fachbuch. Auch so wichtige Dinge wie die Ausgangsanpassung können aus diesem Grunde hier nicht erklärt werden. Darum nur noch ein kleiner praktischer Kniff zur Gegentakt-Endstufe, ohne ihn zu erklären: Wer Schwierigkeiten hat, zwei genau zueinander passende Transistoren zu finden, kann auch etwas mehr als 20 % Toleranz zulassen, wenn er den Ruhestrom ein wenig höher — auf etwa 5 bis 10 mA — einstellt. Zwar hält die Batterie nicht solange durch, doch das wird durch einen weiteren Vorteil ausgeglichen: Die Schaltung arbeitet dann auch bei absinkender Batteriespannung noch einigermaßen brauchbar (selbst noch beim Absinken auf etwa 6 V). Bei der normalen Einstellung mit sehr geringem Ruhestrom ist das nicht der Fall.

Übrigens läßt sich der ganze Verstärker nach Bild 2.4. auch für 6 V oder sogar für noch etwas geringere Spannung auslegen, wenn R 1, R 3 für diese entsprechend geringere Spannung berechnet werden und man P 2 bei dieser Spannung auf den Sollruhestrom einstellt. Als Batterien eignen sich für 9 V sehr gut zwei in Serie geschaltete Taschenlampenbatterien. Die Ausgangsleistung (Lautsprecherleistung) bei 9 V beträgt hier etwa 100 mW, wenn — wie es für diese Schaltung vorgesehen ist — in der Endstufe bei T 3 und T 4 Transistoren für 100 bis 150 mW Verlustleistung eingesetzt werden. Gut geeignet sind die Transistoren OC 821, GC 121 und OC 825, auch die entsprechenden 100-mW-Bastlertransistoren, zum Beispiel LA 100, wenn man sie auf Übereinstimmung ausmißt.

Bleibt noch die Aufgabe von R 6 und C 6 zu klären. Dabei handelt es sich um ein Siebglied für die Vorstufenbetriebsspannung. Bei der Gegentakt-Endstufe schwankt, wie wir wissen, die Stromaufnahme beträchtlich mit der Lautstärke. Das kann zu Schwankungen der Batteriespannung führen, die über die Speiseleitung in die Vorstufen gelangen und dort zur Selbsterregung führen. R 6 und C 6 unter-

drücken diese Schwankungen für die Vorstufen. C 6 schließt gleichzeitig für die NF-Spannungen der Vorstufen den — normalerweise über die Batterie führenden — Stromkreis (vgl. dazu Bild 2.3. und 2.4.).

Für den, der sich zunächst an einer Eintakt-Endstufe versuchen will, auch eine solche Schaltung (Bild 2.10.). R 7 tritt an die Stelle der Primärwicklungsanschlüsse des K 20 in Bild 2.4.; K 20 entfällt. Als Ausgangsübertrager eignet sich wieder der K-21-Übertrager des *Sternchen*, dessen Mittelanschluß frei bleibt. T 3 ist ein 100- bis 150-mW-Typ. Seine Stabilisierung geschieht gemäß dem Prinzip nach Bild 1.27. Mit P 2 wird hier aus einem Kollektorstrom von 15 bis 20 mA eingestellt (Ruhestrom). Man sieht, daß diese Schaltung ungünstiger ist als die Gegentaktschaltung: Obwohl sie nach dem zuvor Gesagten nur etwa $^1/_4$ der Ausgangsleistung (also höchstens 20 bis 25 mW) ergibt, hat sie einen wesentlich höheren Ruhestrom und belastet daher die Batterie stärker als die Gegentaktstufe. Um maximale Leistungsausbeute zu erreichen, müßte der Ruhestrom sogar auf $^1/_2$ Ic_{max} eingestellt werden — das wären bei einem 150-mW-Transistor mit Ic_{max} = 150 mA etwa 75 mA! Doch eine einfache Rechnung zeigt, daß das gar nicht möglich ist (vom Batterieverschleiß ganz abgesehen), weil dann erstens Pv_{max} überschritten würde und zweitens der Spannungsabfall an R 8 viel zu groß wäre (oder R 8 so klein gemacht werden müßte, daß es praktisch keine Stabilisierung mehr gäbe!). Die Verlustleistung Pv tritt übrigens bei der Eintaktstufe ständig auf, bei der Gegentaktstufe im wesentlichen nur während der NF-Aussteuerung, denn nur dann fließt ein wesentlicher Kollektorstrom! Auch R 8 und C 8 lassen die Kompromißlösung erkennen. R 8 würde mit 10 Ω zur Stabilisierung nicht ausreichen, kann aber auch nicht wesentlich größer ausgelegt werden, weil sonst T 3 zu geringe Kollektorspannung erhält und die Ausgangsleistung weiter absinkt. Die vorgesehenen 30 Ω jedoch erzeugen bereits eine so starke Gegenkopplung — dabei wieder die Ausgangsleistung herabsetzend —, daß ein Überbrücken mit dem Elko C 8 unumgänglich ist. Dieser muß aber für den geringen Wert von 30 Ω schon mindestens 500 μF haben! — Daraus wird klar, weshalb man heute in batteriebetriebenen NF-Verstärkern fast ausschließlich Gegentakt-Endstufen findet.

In Schaltbild 2.4. und 2.10. vermißt man jede Angabe zu den Transistortypen — aber der Leser weiß ja nun selbst von Fall zu

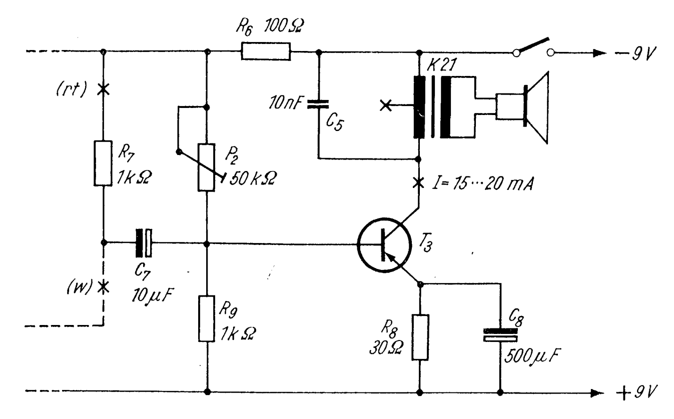


Bild 2.10. Schaltung für eine Eintaktendstufe an Stelle der Gegentaktendstufe Bild 2.4.

Fall zu entscheiden, welcher unserer Transistoren für welche Stufe in Frage kommt.

Wie steht es aber mit der Belastbarkeit der Widerstände und der Spannungsfestigkeit der Elkos, die auch nicht angegeben wurden? Wir kennen von allen Widerständen entweder die anliegende Spannung oder den durchfließenden Strom bzw. können ihn errechnen (für R 6 nach Bild 2.4. ergibt sich der Strom z. B. aus der Summe der Kollektorströme für T 1 und T 2, die wir ja sowieso errechnen mußten, für R 5 kann er im ungünstigsten Falle gleich dem Ic_{max} eines Endstufentransistors sein usw.!). Aus Widerstand und Spannung bzw. Strom können wir nach $P = \frac{U^2}{R}$ oder $P = I^2 \cdot R$ die Belastbarkeit ermitteln. Dabei werden wir feststellen, daß im ganzen Gerät ohne weiteres schon 0,1-W-Widerstände ausreichen!

Wie steht es mit der Spannungsfestigkeit der Elkos? Mehr als 9 V können natürlich nirgends auftreten. Müssen aber alle Elkos 9 V haben? An R 4 fällt z. B. — wie bereits errechnet — nur 1 V ab, an dieser Stelle genügt also schon ein kleiner Elko für 1,5 V. Ebenso ist es mit C 1 — dieser Kondensator liegt plusseitig über P 1 an Masse, minusseitig erhält er die geringe Basisvorspannung von T 1 von allenfalls 0,2 V. C 2 liegt zwischen Kollektor T 1 (für diesen

Punkt hatten wir 4 V errechnet) und Basis T 2, die gegen Masse rund 1 V (nämlich den Spannungsabfall an R 4) aufweist. Die Differenz beider tritt an C 2 auf und beträgt 3 V. C 6 dagegen muß für 9 V bemessen werden, denn die Kollektorströme von T 1 und T 2 (zusammen rund 3 mA) lassen an R 6 nur etwa 0,3 V abfallen.

Auf diese Weise können wir uns auch in beliebigen anderen Schaltungen stets Klarheit verschaffen. Es wird uns also nicht mehr in Verlegenheit bringen, wenn wir einmal in einem Schaltbild diese oder jene Angabe vermissen. Wie dieser Abschnitt gezeigt hat, kann man aus den spärlichen Angaben in Bild 3.4. tatsächlich sämtliche interessierenden Werte ableiten! Wenn man diese Zusammenhänge erst einmal erkannt hat, wird es nicht schwerfallen, sich auch in anderen Schaltungen ohne besondere Erläuterungen zurechtzufinden. Und genau darauf kommt es heute bei einem tüchtigen Techniker an!

2.3.2. Die rauscharme Vorverstärkerstufe

2.3.2.1. Mikrofonverstärker für dynamische Mikrofone

Die grundsätzlichen Probleme des Transistorrauschens und die Schaltungsmittel dagegen wurden schon in Abschnitt 1.2.6. genannt. Ein möglichst rauscharm ausgesuchter Transistor soll hohes β und geringen I_{ceo} haben und in der Schaltung «stromarm», d. h. mit geringem Kollektorstrom und geringer Kollektorspannung betrieben werden. Bild 2.11. gibt dafür einige Dimensionierungshinweise. Da dynamische Mikrofone niederohmig sind (oder für andere niederohmige Quellen mit Quellenwiderständen — *Impedanzen* — von 100 Ω bis etwa 5 kΩ), kann die Emitterschaltung benutzt werden. Die Stufe arbeitet nach dem bereits bei Bild 1.26. gezeigten Prinzip:

Kollektorspannung = $^1/_2$ Speisespannung.

Da die Kollektorspannung Uc nicht über 0,5 V liegen soll, müssen auch an Rc etwa 0,5 V abfallen, woraus sich die Speisespannung zu 1 V ergibt. Da die Batteriespannung meist höher liegen wird, ist noch ein Vorwiderstand Rv zur Reduzierung der Betriebsspannung für diese Stufe vorzuschalten, den man mit einem Elko gleichzeitig zu einem Siebglied ergänzt.

Bei der Dimensionierung für Rb und Rc gehen wir von den vorhandenen Transistordaten aus. Der Kollektorstrom Ic soll, um ein

stabiles Arbeiten zu erreichen, mindestens gleich dem doppelten Reststrom I_{ceo} sein. I_{ceo} darf daher nicht über etwa 200 μA liegen. Wir gehen aus von Ic = 0,5 mA. Abzüglich I_{ceo} ergibt sich der Kollektorstromzuwachs, der vom Basisstrom bewirkt wird. Bei besonders reststromarmen Transistoren (unter etwa 100 μA) können wir Ic auch mit 0,3 mA oder sogar 0,2 mA ansetzen. Die Kollektorspannung kann dann auf 0,3 bis 0,4 V herabgesetzt werden, womit sich die am Verbindungspunkt Rc-Rv stehende Spannung zu 0,6 bis 0,8 V ergibt. Aus dem gewählten Ic und Uc folgt mit Uc = U_{Rc} der Wert für Rc (etwa 1 bis 5 kΩ). Aus dem erforderlichen Kollektorstromzuwachs (= Ic — I_{ceo}) ergibt sich mit dem für den Transistor ermittelten β-Wert der notwendige Basisstrom. Aus ihm und der an Rb stehenden Spannung errechnet sich dann Rb. Dabei können wir angesichts der geringen Kollektorspannung die an der Strecke Basis-Emitter abfallende Spannung nicht mehr vernachlässigen. Da eine Messung mit unseren Mitteln schwierig ist, setzen wir sie zu 0,1 V an. Die an Rb stehende Spannung erhalten wir daher aus Uc — 0,1 V. Daraus und aus dem zuvor errechneten Ib erhalten wir Rb. Abschließend wird mit Uc + U_{Rc} die am Siebelko (10 μF in Bild 2.11.) stehende Betriebsspannung ermittelt. Damit steht die vom Vorwiderstand Rv zu vernichtende Spannung fest: Batteriespannung minus (Uc + U_{Rc}) = U_B — 2 U_c. Aus dem von Rv zu vernichtenden Spannungsabfall und Ic ergibt sich schließlich Rv. Damit ist die Stufe vollständig dimensioniert. Der Verstärker nach Bild 2.4. kann ihr beispielsweise nachgeschaltet werden.

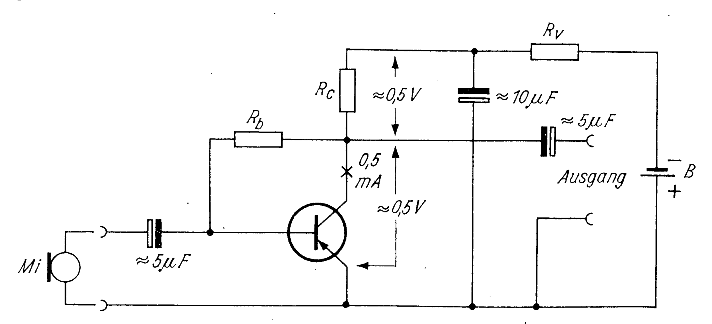


Bild 2.11. Schaltung der rauscharmen Transistorvorverstärkerstufe für niederohmige Quellen. Die angegebenen Strom- und Spannungswerte sollen für rauscharmen Betrieb möglichst nicht überschritten werden

Ein Rechenbeispiel: Gegeben sei ein als rauscharm befundener Transistor mit den Werten $I_{ceo} = 0{,}2$ mA und $\beta = 50$. Ic soll mindestens $= 2\ I_{ceo}$ sein und wird daher mit 0,5 mA gewählt. Nach dem Obengesagten können wir daher auch Uc nicht wesentlich unter 0,5 V festlegen. Wir wählen 0,5 V. Für Rc ergibt sich daher $Rc = \frac{0{,}5\,V}{0{,}5\,mA} = 1\ k\Omega$. (Dieser Wert ist im Hinblick auf hohe Spannungsverstärkung leider nicht sehr groß. Durch einen Transistor mit geringerem I_{ceo} wäre ein höherer Wert erreichbar und damit auch eine etwas höhere Stufenverstärkung!) Die an Rb liegende Spannung errechnet sich wie folgt: $0{,}5 - 0{,}1 = 0{,}4$ V. Der erforderliche Kollektorstromzuwachs $Ic - I_{ceo}$ ergibt sich zu $0{,}5 - 0{,}2 = 0{,}3$ mA. Bei dem gegebenen β von 50 wird er mit einem Basisstrom von $Ib = 6\,\mu A$ erreicht ($6\,\mu A \cdot 50 = 300\,\mu A = 0{,}3$ mA). An Rb liegen, wie errechnet, 0,4 V, und für $Ib = 6\,\mu A$ errechnet sich Rb zu 66,6 kΩ, abgerundet 68 kΩ. Dieser Wert ist relativ gering. Er bewirkt eine verhältnismäßig starke Gegenkopplung vom Kollektor auf die Basis, was die Stufen-Spannungsverstärkung weiter senkt. Ein höherer Wert für Rb wäre wünschenswert, aber nur durch einen Transistor mit höherem β realisierbar. Die Rechnung zeigt, wie ausschlaggebend die Transistordaten sind!

Die erforderliche Betriebsspannung beträgt $2 \cdot Uc = 2 \cdot 0{,}5\ V = 1\ V$. Die Batteriespannung sei mit 9 V vorgegeben (z. B. indem die Batterie des nachgeschalteten Verstärkers — Bild 2.4. — mitbenutzt wird). An Rv müssen also 8 V abfallen. Ic beträgt 0,5 mA, womit sich Rv zu 16 kΩ ergibt. Damit ist die Stufe dimensioniert. Die Eko-Werte sind unkritisch. Bild 2.11. nennt Durchschnittswerte.

2.3.2.2. Impedanzwandlerstufe für hochohmige Quellen

Ein Schaltungsbeispiel für eine Impedanzwandlerstufe, z. B. für den Anschluß eines Kristallmikrofons oder Kristalltonabnehmers, zeigt Bild 2.12. Dieser Stufe kann ebenfalls der Verstärker nach Bild 2.4. oder ein ähnlicher nachgeschaltet werden. Die Stufe arbeitet in Kollektorschaltung, ihre Spannungsverstärkung liegt unter 1 (praktisch bei 0,8 bis 0,9), so daß ihr notfalls noch eine Spannungsverstärkerstufe gemäß Bild 2.11. nachgesetzt werden kann. Der Rechengang sowie die Auswahl des Transistors und Festlegung von Kollektorstrom und Kollektorspannung (hier gemessen zwischen Kollektor und

Emitter) geschehen nach den im vorigen Abschnitt genannten Grundsätzen. An Rc soll etwa die gleiche Spannung wie zwischen Kollektor-Emitter abfallen. Richtwerte dafür sind in Bild 2.12. angegeben. Daraus ergibt sich Rc zu etwa 1 kΩ. Werte bis 10 kΩ sind mit reststromarmen Transistoren erreichbar. Im Rauschen verhält sich die Kollektorstufe ungünstiger als die Emitterstufe! Die Quelle kann, wenn sie — z. B. beim Kristallmikrofon — gleichstrommäßig keinen Durchgang hat, direkt angeschlossen werden, andernfalls ist wie bei Bild 2.11. im Eingang ein Kondensator zwischenzuschalten, der im Hinblick auf den hohen Eingangswiderstand bereits mit 0,1 μF ausreichend bemessen ist, also kein Elko sein muß. Normalerweise wäre die Quelle wie Mikrofon Mi (a) anzuschließen. Da Batterie-Plus und Kollektor über den 10-μF-Siebelko wechselspannungsmäßig verbunden sind, kann die Quelle ohne weiteres auch gegen Kollektor — wie bei Mi (b) punktiert angedeutet — angeschlossen werden. Das hat praktische Vorteile. Bei einer Kristallmikrofonkapsel lötet man dann Rb und den Transistor mit kurzen Verbindungen unmittelbar an die Kapselanschlüsse. Durch die wegen des hochohmigen Eingangs sehr brummempfindliche Basiszuleitung ist ein solches direktes Zusammensetzen dieser Teile sehr vorteilhaft; damit erübrigt sich die sonst meist notwendige Abschirmung der Basiszuleitung. Der ganze Impedanzwandler — zumindest aber Rb und der Transistor — finden dann z. B. im Mikrofongehäuse Platz. In diesem Falle verlassen das Mikrofon, wie gewohnt, nur zwei Adern: Kollektor und Emitter des

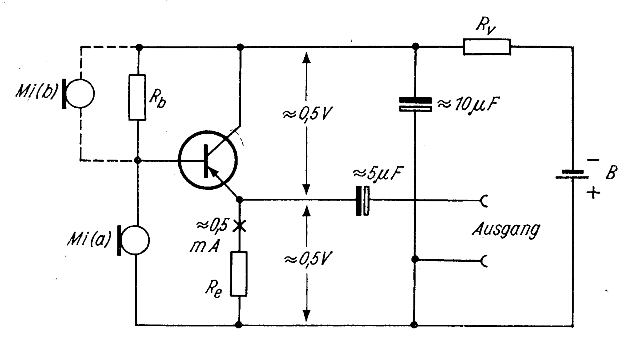


Bild 2.12. Schaltung der rauscharmen Impedanzwandlerstufe in Kollektorschaltung. Geeignet für die Anpassung hochohmiger Quellen an niederohmige Verstärkereingänge

Transistors. Die Leitung ist niederohmig und kaum brummkritisch. Re, Rv und die übrigen Teile (rechts vom Transistor in Bild 2.12.) können sich dann im nachfolgenden Verstärker befinden.

2.4. Gleichstromverstärker

Bisher hatten wir es nur mit der Verstärkung von Wechselspannungen zu tun. Als Anwendungsbeispiele für Gleichstromverstärkungen nun zwei Beispiele aus der Elektronik.

2.4.1. Lichtschranke und Dämmerungsschalter

Bild 2.13. zeigt eine Schaltung, die wir ebensogut als Lichtschranke wie als Dämmerungsschalter verwenden können. Zunächst der Dämmerungsschalter: Auf ein Selenfotoelement SE fällt das Tageslicht. Das Fotoelement — das wir z. B. aus einem defekten fotoelektrischen Belichtungsmesser ausbauen können; auch Selbstanfertigung ist leicht möglich[1] — wandelt einen geringen Teil der Lichtenergie in elektrischen Strom um (Größenordnung bei normalem Tageslicht etwa 0,1 V, 10 μA). Dieser wird dem Transistor T 1 als Basisstrom zugeführt. Dadurch fließt ein erhöhter Kollektor- und Emitterstrom, was am Regler P einen erhöhten Spannungsabfall bewirkt. Dieser gelangt zur Basis von T 2 und steuert diesen Transistor so weit auf, daß

[1] Diese Selbstanfertigung wird im *Elektronikbastelbuch* von H. Jakubaschk (Deutscher Militärverlag) beschrieben.

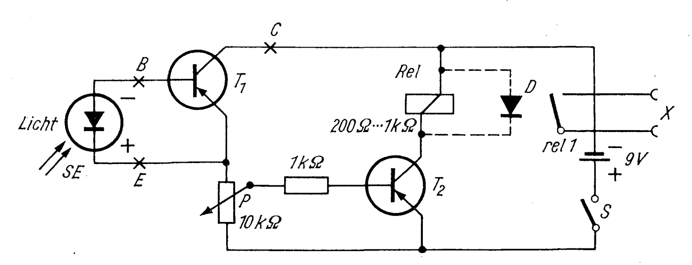


Bild 2.13. Schaltung für einen auch als Lichtschranke verwendbaren Dämmerungsschalter

das Relais Rel zieht. Fällt das Licht aus, so sinkt der Emitterstrom von T 1 wieder ab, mit ihm die Basisspannung sowie der Kollektorstrom von T 2, und Relais Rel fällt wieder ab. Sein Kontakt rel 1 ist nur schematisch angedeutet. Wenn dieser beim Abfallen des Relais schließt, kann er z. B. bei Einbruch der Abenddämmerung eine Reklamebeleuchtung oder — als Parklichtautomatik im Kraftfahrzeug — das Parklicht selbsttätig einschalten. Mit P wird die *Ansprechschwelle*, also die Helligkeit, bei der das Gerät reagiert, eingestellt. Für T 1 genügt ein 25-mW-Typ, für T 2 ein 100-mW-Typ. Falls hohe Empfindlichkeit (Reaktion auf geringe Lichtstärken) verlangt wird, sollen beide Transistoren ein hohes β (wenigstens 50 bis 60), T 1 geringen I_{ceo} haben. Die Schutzdiode D ist auf Grund der zu Bild 1.30.1. und 1.30.2. genannten Gründe dann nötig, wenn mit sehr schnellen Lichtschwankungen zu rechnen ist, da der Relaisstromkreis dann sehr schnell abgeschaltet wird. Das Relais soll den angegebenen Widerstand haben und bereits bei etwa 6 V anziehen.

Bei Anwendung als Lichtschranke ersetzen wir das auf SE fallende Tageslicht durch eine kleine Lampe mit gut gebündeltem Lichtstrahl. Das Relais wird dann jedesmal bei Lichtunterbrechung betätigt. Wenn rel 1 ein bei X angeschlossenes mechanisches Zählwerk — z. B. Post-Gesprächszähler — steuert, sind mit dieser Anordnung Personen- oder Stückgutzählungen durchführbar (Lichtstrahl quer vor einer Tür oder über ein Förderband o. ä.).

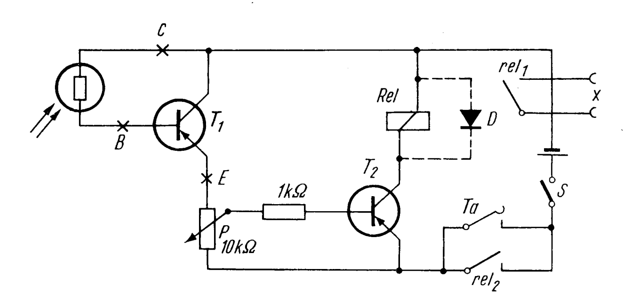


Bild 2.14.1. Erweiterung der Schaltung nach Bild 2.13. zu einer Alarmvorrichtung mit Alarmselbsthaltung. Ferner wird hier eine andere Anschlußmöglichkeit für solche Lichtempfänger gezeigt, die keine eigene Spannung abgeben

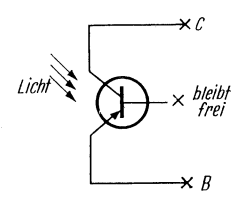


Bild 2.14.2.
Ein Fototransistor oder eine Fotodiode werden gemäß den hier angegebenen Bezeichnungen an die gleichnamigen Punkte der Schaltung nach Bild 2.14.1. angeschlossen. Die Basis beim Fototransistor bleibt frei

Bei einer Alarmanlage, Diebstahl- oder Einbruchsicherung, ist es erforderlich, daß der Alarm auch nach Wiedereinsetzen des Lichtstrahls bestehenbleibt. Das wird durch eine Schaltungserweiterung nach Bild 2.14.1. erreicht. Kontakt rel 2 ist ein Arbeitskontakt und öffnet mit abfallendem Relais. Dadurch wird die ganze Schaltung stillgesetzt und ein Wiederanziehen des Relais bei wieder einfallendem Licht so lange unmöglich, bis die Taste Ta von Hand gedrückt wird, erst dann zieht, sofern Licht einfällt, Rel wieder an. Bei X wird die Alarmglocke angeschlossen. Die Schaltung kann auch als Arbeitsschutzvorrichtung (z. B. zum Stoppen von Maschinen) benutzt werden, wenn Fremdkörper — menschliche Hände o. ä. — in die Nähe der mit Lichtstrahl begegrenzten Maschinenteile kommen.

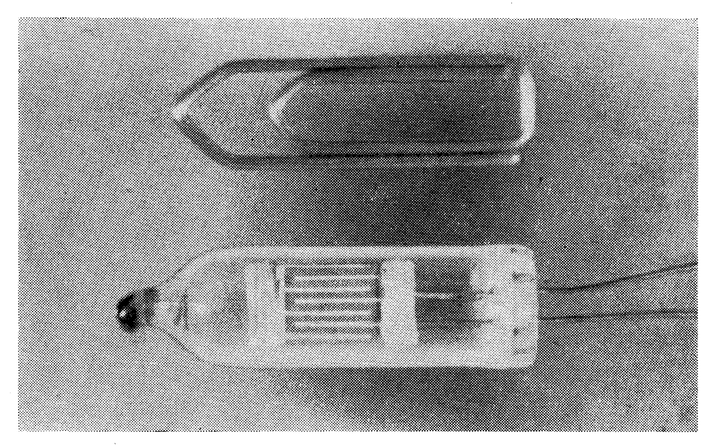


Bild 2.15. (zu Bild 2.14.1.) Ansicht eines CdS-Fotowiderstands (VEB *Carl Zeiss Jena*), wie er für Lichtschranke und Dämmerungsschalter brauchbar ist. Die schmalen dunklen Streifen sind die lichtempfindliche Kadmiumsulfid-Schicht

Gleichzeitig zeigt Bild 2.14.1. noch eine weitere mögliche Lösung für den Lichtempfänger. An Stelle der Selenelemente wird ein Fotowiderstand FW benutzt (Hersteller *VEB Carl Zeiss Jena*, Typenreihe CdS). Dies sind Halbleiterwiderstände, deren Wert im Dunkeln sehr hoch ist und bei Belichtung stark absinkt. Da sie nicht wie das Selenelement eine eigene Spannung liefern, müssen sie zwischen Basis und Batterie-Minuspol angeschlossen werden und wirken dann etwa wie ein veränderlicher Basiswiderstand.

Eine dritte Möglichkeit für Lichtempfänger nutzt die Lichtempfindlichkeit normaler Transistorsperrschichten aus. Der Kollektorreststrom I_{ceo} eines Transistors steigt bei Belichtung der Kollektor- oder der Emitterzone beträchtlich an. Leider sind DDR-Transistoren sämtlich mit Metallgehäusen versehen; ein Auffeilen oder Aufbohren empfiehlt sich wegen der bald eintretenden «Vergiftung» des Kristalls nicht. Ältere Importtransistoren haben jedoch häufig Glasgehäuse, deren schwarze Lichtschutzlackierung mit Azeton leicht entfernt oder auch einfach abgekratzt werden kann. Sie ergeben dann sehr gut brauchbare Lichtempfänger. Da I_{ceo} ausgenutzt wird, bleibt die Basis frei (Bild 2.14.2.), im übrigen geschieht der Anschluß wie der eines Fotowiderstands (Bild 2.14.1.). Auch Dioden zeigen — allerdings schwächer — diese Lichtempfindlichkeit der Sperrschicht. Speziell für diesen Zweck geeignete Fotodioden fertigt der *VEB Werk für Fernseheelektronik* Berlin. Sie werden wie Fototransistoren angeschlossen; der Betrieb findet in Sperrichtung statt.

2.4.2. Temperaturfernmessungen mit Transistoren

Ein Beispiel für Ausnutzung der Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms von Halbleitern ist die Anwendung dieses Effekts für Temperaturfernmessungen. Wir können damit die Temperatur in Kartoffelmieten, Kellerräumen, Garagen u. ä. von beliebigen Räumen aus überwachen. Die Schaltung nach Bild 2.16.1. benutzt als Meßfühler eine Halbleiterdiode OY 100 bzw. GY 100, die in Sperrichtung gepolt ist. Ihr Sperrstrom hängt (sofern die Batteriespannung zwischen etwa 1,5 und 2,5 V liegt) kaum hiervon, sondern nur von der Diodentemperatur ab. Da er nur wenige zehn Mikroampere beträgt, wird ein Transistor als Gleichstromverstärker nachgeschaltet, so daß zur Anzeige ein Milliamperemeter für etwa 1 mA ausreicht. Dieses kann

unmittelbar in Temperaturgraden geeicht werden (Vergleich mit normalem Thermometer). Mit Rp wird der Strombereich gegebenenfalls auf den interessierenden Temperaturbereich abgestimmt. Dabei müssen wir beachten, daß auch Transistor T 1 — vor allem wieder dessen I_{ceo} — temperaturabhängig ist. Um Meßfehler zu vermeiden, gibt es ein einfaches Mittel: Wir vereinen T 1 und D, dicht zusammengesetzt, zu einem Meßfühler, und zwar so, daß beide stets die gleiche Temperatur annehmen (zusammen in kleinem Glasröhrchen unterbringen o. ä.). Der Temperaturgang von T 1 geht dann mit in die Eichung des Instruments ein.

Es ist bei einem solchen Meßfühler auch möglich, an Stelle einer Diode D die Diodenstrecke eines Transistors zu verwenden — eventuell sogar eines defekten Transistors (vgl. S. 68). Sie wird dann ebenfalls in Sperrichtung gepolt. Ob wir Emitter und Kollektor dabei zusammenschalten (punktiert gezeichnet), hängt ab von den Exemplareigenschaften der Transistoren sowie vom beabsichtigten Temperaturbereich und ist auszuprobieren. T 2, der eigentliche Meßfühler, wird wiederum mit dem Verstärkertransistor T 1 zusammengefaßt, so daß beide stets gleiche Temperatur haben. Für alle Transistoren

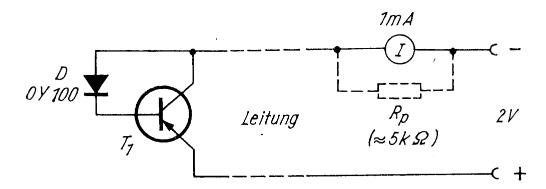


Bild 2.16.1. Einfache Temperaturfernmeßeinrichtung unter Ausnutzung des temperaturabhängigen Sperrstroms der Diode. D und T 1 werden direkt am Meßort untergebracht. Die Leitung kann bei guter Isolation bis 200 m lang sein. Meßinstrument und 2-V-Batterie werden am Ableseort untergebracht

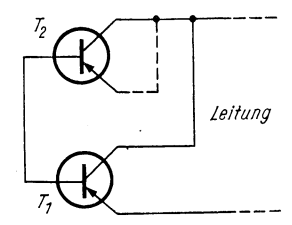


Bild 2.16.2.
An Stelle der Diode D läßt sich auch ein weiterer Transistor T 2 als Meßdiode verwenden

genügen bereits 25-mW-Typen beliebiger Art mit nicht zu großem Reststrom. Vorteilhaft bei dieser Schaltung ist, daß versehentliche Falschpolung der Batterie keinen Schaden anrichten kann, da dann die Emitterstrecke von T 1 sperrt.

Die Meßeinrichtung läßt sich bei Temperaturen zwischen etwa $-10°$ und $+45$ °C verwenden. Oberhalb $+50$ °C besteht die Gefahr der Kristallbeschädigung, auch kann es dann u. U. schon zum *thermischen Hochlaufen* von T 1 kommen, falls dieser einen zu hohen Reststrom I_{ceo} aufweist.

2.5. Transistoren als Schalter — (Der Blinklichtmultivibrator)

Bild 2.17.1. erläutert eine typische Schalteranwendung. Zwei Transistoren T 1 und T 2 schalten sich periodisch gegenseitig ein und aus. Transistor T 2 steuert mit seinem Emitterstrom den Transistor T 3, der entsprechend den in Bild 1.30. schon gezeigten Verhältnissen die Lampe La ein- und ausschaltet. Diese Schaltung ist in ihren Einzelteilen, also auch in ihrem Blinkrhythmus, in sehr weiten Grenzen variabel. Deshalb wurden dafür keine bestimmten Werte angegeben. Die Dimensionierung erklärt das folgende Beispiel.

Zunächst betrachten wir die Wirkungsweise. Bei der Untersuchung solcher periodisch arbeitenden Schaltungen geht man am besten von einem Augenblickszustand aus. Nehmen wir an, Transistor T 1 sei

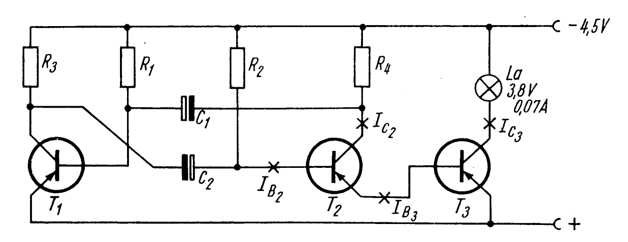


Bild 2.17.1. Schaltung eines Blinklichtmultivibrators. Auch in der Emitterleitung bei T 1 lassen sich ebenso wie bei T 2 ein weiterer Transistor nebst Lampe (wie T 3 und La geschaltet) einbauen. Damit wird das Gerät zum Wechselblinker: Beide Lampen leuchten abwechselnd auf. C1/R1 regeln die Leuchtzeit von La, C2/R2 die Dunkelzeit dieser Lampe. Vorsicht vor Kurzschlüssen in der Lampenfassung, weil dann $P_{V max}$ von T 3 um ein mehrfaches überschritten und dieser sofort zerstört wird!

gerade gesperrt und T 2 durchgesteuert. Der Emitterstrom von T 2 fließt über die Basis von T 3 ab. Daher ist T 3 ebenfalls durchgesteuert, La leuchtet. T 3 öffnet und sperrt also stets zusammen mit T 2.

Da T 2 und T 3 durchgesteuert sind, steht am Kollektor von T 2 nur die geringe Restspannung (Kniespannung) von T 2. Der Minuspol von C 1 liegt daher nahezu auf Pluspotential. Über R 1 wird jetzt C 1 allmählich aufgeladen. Wie schnell, das hängt davon ab, wie groß C 1 und R 1 sind. Nach einer gewissen Zeit ist der linke Anschluß und damit die Basis von T 1 so weit negativ geworden, daß T 1 Basisstrom bekommt. Demzufolge fließt bei diesem Transistor ein (zunächst noch geringer) Kollektorstrom, was zu einem Absinken der Spannung an seinem Kollektor (durch Spannungsabfall an R 3) führt. Diese Spannungsänderung gelangt über C 2 sofort auf die Basis von T 2, die dadurch etwas positiver wird. Das bedeutet einen Kollektorstromrückgang bei T 2 und einen Spannungsanstieg am Kollektor von T 2, da sich der Spannungsabfall an R 4 dabei verringert. Dieser negative Spannungsanstieg wird über C 1 wieder auf die Basis von T 1 rückgeführt, wodurch T 1 sofort noch stärkeren Kollektorstrom zieht usw. — Der Vorgang verläuft lawinenartig schnell, bis T 1 völlig durchgesteuert und seine Kollektorspannung fast Null ist. Gleichzeitig ist T 2 völlig gesperrt, weil durch die plötzliche Umladung von C 2 alle über R 2 nachfließenden Elektronen zur Aufladung von C 2 benötigt werden und daher bei T 2 kein Basisstrom mehr fließen kann. Jetzt ist also T 2 durchgesteuert, T 2 und damit auch T 3 sind gesperrt. La ist erloschen. Nach einer gewissen Zeit — sie hängt wiederum davon ab, wie groß C 2 und R 2 sind — ist C 2 so weit geladen, daß bei T 2 wieder Basisstrom zu fließen beginnt. Dadurch kommt es am Kollektor von T 2 zum Absinken der Spannung durch den Spannungsabfall des einsetzenden Kollektorstroms über R 4. Diese Spannungs-

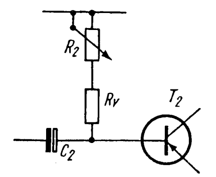


Bild 2.17.2. Ergänzung zur kontinuierlichen Einstellung der Blinkzeiten. Die Einrichtung kann ebenso für R1 vorgesehen werden.

änderung wird über C 1 der Basis von T 1 mitgeteilt, so daß T 1 erneut sperrt. Die am Kollektor von T 1 dabei ansteigende Spannung ergibt einen kräftigen Elektronenstrom über C 2 auf die Basis von T 2, wodurch dieser Transistor sofort ganz durchgesteuert wird. Damit herrscht wieder der Anfangszustand — T 2 und T 3 sind durchgesteuert, La brennt —, bis über R 1 und C 1 die erneute Umladung erfolgt ist, bis T 1 wieder öffnet usw.

Die Schaltung springt also jeweils nach Ablauf einer Kondensatorumladung schlagartig in den anderen Schaltzustand. Es öffnet immer ein Transistor, während der andere sperrt. Durch geeignete Bemessung von R 1 und C 1 (maßgebend für die Leuchtzeit der Lampe) und R 2, C 2 (maßgebend für die «Dunkelzeit» der Lampe) hat man es in der Hand, verschiedene Blinkzeiten in einem Zeitraum von wenigen Zehntelsekunden bis zu einigen Minuten einzustellen.

Wie wird diese Schaltung dimensioniert? Wir erinnern uns an das bereits zu Bild 1.30. Gesagte. Begonnen wird mit T 3 und La. Für La ist eine Lampe 3,8 V/0,07 A vorgegeben. Die Betriebsspannung beträgt 4,5 V. T 3 muß also für ein Ic_{max} von 150 mA ausgelegt sein. In Frage kommt daher nur ein 150-mW-Typ (etwa GC 121 oder OC 825, auch LA 100). Gegeben sei für T 3 ein Transistor mit $\beta = 20$ (I_{ceo} interessiert aus den frühergenannten Gründen hierbei nicht). Die Lampe benötigt 70 mA; der Basisstrom für T 3 wird zur Sicherheit so bemessen, daß sich ein Ic 3 (vgl. Bild 2.17.1.) von 0,1 A ergäbe. Damit ist gewährleistet, daß der Transistor mit Sicherheit voll durchgesteuert wird. Für Ic 3 = 0,1 A ist bei einem β von 20 ein Basisstrom Ib 3 von 5 mA erforderlich. Dieser Strom muß vom Transistor T 2 als Emitterstrom geliefert werden. Damit liegt für T 2 der mindeste Kollektorstrom Ic 2 ebenfalls zu 5 mA fest. Da T 2 ebenfalls als voll durchgesteuert angesehen werden kann, wird dieser Strom Ic 2 praktisch ausschließlich von R 4 bestimmt. R 4 darf also nur so groß sein, daß bei 4,5 V noch rund 5 mA fließen. Wir errechnen daraus einen Wert für R 4 von etwa 900 Ω. Zur Sicherheit wählen wir R 4 mit 800 Ω.

Für die Transistoren T 2 und T 1 genügen, wie wir daraus schon erkennen, 25-mW-Typen, da nur ein Kollektorstrom von 5 mA auftritt. Gegeben seien für T 1 und T 2 Exemplare mit $\beta = 50$. Bei T 2 ergibt sich dabei für einen Ic 2 von 5 mA ein Ib 2 von 0,1 mA. Dieser Strom muß über den Widerstand R 2 zufließen. R 2 darf daher höchstens etwa 40 kΩ betragen. Für die an R 2 anliegende Spannung

können wir vereinfachend wieder die volle Batteriespannung einsetzen, da der Spannungsabfall an den Basis-Emitter-Strecken von T 2 und T 3 nur wenige zehntel Volt beträgt. Bisher haben wir also R 4 zu 800 Ω und R 2 zu maximal 40 kΩ bestimmt. Da beide Seiten der Schaltung analog aufgebaut sind, also unter gleichen Bedingungen arbeiten, setzen wir ohne weiteres R 3 = R 4 = 800 Ω und R 1 = R 2 = maximal 40 kΩ (das gilt natürlich nur, wenn auch $\beta_{T1} = \beta_{T2} = 50$ ist!). Damit diese Berechnung nicht zu unübersichtlich wird, verwenden wir für T 1 und T 2 am besten Transistoren mit etwa gleichem β. Um welchen Typ es sich dabei im einzelnen handelt, spielt keine Rolle, wenn nur die an β und $I_{C\,max}$ gebundenen Voraussetzungen erfüllt sind. Für andere β-Werte läßt sich die Berechnung ebenso durchführen.

Bleiben noch C 1 und C 2 — und damit die Blinkzeiten — festzulegen. Dabei können wir eine Faustformel verwenden. Die Zeit für eine Umschaltperiode ist $t \approx 0{,}7 \cdot R \cdot C$ (t in s, R in MΩ, C in μF einsetzen). R ist mit 40 kΩ als Maximalwert gegeben; wird er größer, so reichen die Ströme nicht mehr zur Durchsteuerung von T 1, T 2 und T 3 aus — das Ergebnis (vgl. S. 58): erhöhte Verlustleistung im Transistor und dessen Beschädigung! Kleiner als 40 kΩ darf R 1 bzw. R 2 durchaus werden, jedoch nicht so klein, daß der Basisstrom unzulässig stark wird! Die Kollektorströme sind durch R 4 bzw. R 3 und La begrenzt. Für die Basisströme können wir nochmals 5 mA maximal zulassen — dann ergeben Kollektorstrom + Basisstrom einen Emitterstrom von 5 + 5 = 10 mA, und das ist für alle 25-mW-Typen noch zulässig. Demzufolge darf R 1 bzw. R 2 auf etwa 1 kΩ verringert werden (jedoch nicht weiter!). Wir haben also für die Zeitberechnung mit R einen Spielraum von rund 1:40. Gefordert sei ein Blinkrhythmus von etwa 1,5 Sekunden. Wir wählen einen Kondensator für C 1 und C 2 von je 100 μF und erhalten nach der genannten Formel mit R = 20 kΩ eine Blinkzeit von rund 1,4 Sekunden. Der Wert von 20 kΩ liegt innerhalb der möglichen Wertgrenzen. Wir können also R 1 und R 2 endgültig mit je 20 kΩ, C 1 und C 2 mit je 100 μF dimensionieren.

Zu beachten ist bei der Berechnung stets, daß über R 1, R 2 und R 4 immer die zur vollständigen Durchsteuerung nötigen Ströme fließen. Das heißt, es ist möglich, bei Verwendung von Transistoren mit hohem β auf höhere Werte für die Widerstände und damit wiederum auf geringere C-Werte bei vorgegebener Blinkzeit zu

kommen. Es genügen unter dieser Voraussetzung relativ kleine Elkos, oder wir erreichen besonders lange Blinkzeiten. Machen wir C 1 und C 2 (oder innerhalb der als möglich errechneten Wertgrenzen R 1 und R 2) verschieden groß, so werden auch die Leucht- und die Dunkelzeit der Lampe ungleich lang. Schließlich können wir den Blinker auch zu einem 2-Lampen-Wechselblinker erweitern, indem wir in den Emitter von T 1 ebenso wie bei T 2 einen weiteren Schalttransistor nebst zweiter Lampe einschalten. Die Berechnung für diesen und T 1 geschieht dann ebenso, wie bereits für T 3 und T 2 erläutert.

Setzen wir für R 1 und R 2 Potentiometer ein, so können wir die Blinkzeiten kontinuierlich regeln. Wir verfahren dann so, wie Bild 2.17.2. zeigt. Rv wird mit dem Mindestwert für R 1 bzw. R 2 (im obigen Beispiel also 1 kΩ) bemessen und verhindert versehentliche Überlastung der Transistoren in Endstellung des Reglers. Der Regler R 2 in Bild 2.17.2. darf zusammen mit Rv nur den Maximalwert — im Beispiel 40 kΩ — ergeben. In Frage käme also ein Potentiometer für 25 kΩ, denn ein Potentiometer mit dem nächsthöheren handelsüblichen Wert von 50 kΩ ist bereits zu groß. Dafür könnte, wenn vornehmlich lange Blinkzeiten gewünscht werden, Rv auf 10 bis 12 kΩ erhöht werden.

Bezüglich der Größe von C 1 und C 2 sind keinerlei elektrische Grenzen gesetzt. Mit diesen Kondensatoren (es ist sogar deren Umschaltung möglich) legen wir also die Blinkzeit grob fest.

Ebenso wird der Blinker für andere Lampentypen oder andere Transistordaten und Blinkzeiten durchgerechnet. Es empfiehlt sich, diesen Rechengang einige Male unter Annahme verschieden starker Lampen und verschiedener β-Werte für T 1 bis T 3 durchzurechnen. Dann wird besonders deutlich, wie sehr alle einzelnen Werte voneinander abhängig sind. So zwingen einerseits stärkere Lampen (die dann für T 3 einen Leistungstransistor und für T 1 und T 2 meist schon 150-mW-Typen erfordern), andererseits auch geringe β-Werte zu unangenehm niedrigen R-Werten und diese wieder zu sehr großen C-Werten, womit eine Realisierung langer Blinkzeiten kaum noch möglich wird. Ist für eine bestimmte Aufgabe sowohl eine Blinkzeit als auch eine bestimmte Lampentype vorgegeben, dann kann die Rechnung sofort zeigen, ob sich die Dimensionierung überhaupt verwirklichen läßt und welche β-Werte dafür benötigt werden. Nehmen wir für La einen Typ 6 V/0,3 A an (Batteriespannung dann 6 V), für

T 3 einen 1-W-Leistungstransistor mit $\beta = 10$ und für T 2 und T 1 150-mW-Typen mit $\beta = 20$. Gefordert wird — wie im ersten Beispiel — eine Blinkzeit von etwa 1,5 Sekunden. Dann kommen wir für Ic 2 auf 50 mA und für R 1 bzw. R 2 auf Höchstwerte von nicht viel über 2 kΩ, was bereits C-Werte um tausend Mikrofarad erfordert! Im ersten Beispiel ließe sich mit diesem C-Wert eine rund zehnmal so lange Blinkzeit erreichen!

Die Rechnung beweist weiter, daß es wenig Zweck hat, für Bild 2.17.2. bestimmte Wertangaben vorschreiben zu wollen. Es muß je nach den vorhandenen Transistoren dimensioniert werden.

2.6. Schwingungserzeuger mit Transistoren

2.6.1. Einfacher Transistortongenerator

Dieser einfache Tongenerator mit nur einem Transistor eignet sich u. a. sehr gut als Morsesummer. In Bild 2.18. ist die Schaltung des nach dem Rückkopplungsprinzip arbeitenden Tongenerator zu sehen. Benutzt wird der *Sternchen*-Übertrager K 20, dessen linke untere Wicklungshälfte als Primärwicklung, die obere als Rückkopplungswicklung dient. R 1 — den Basiswiderstand — bemessen wir nach Versuch so, daß der Generator beim Einschalten gerade noch sicher anschwingt. R 1 soll nicht kleiner im Wert sein, als dafür erforderlich ist. Mit R 2 können wir den Rückkopplungsgrad ändern. Wir beginnen zunächst mit einem kleinen Wert (etwa 5 kΩ), den wir nach beendeter Erprobung von R 1 erhöhen können, bis die Schwingungen gerade noch mit Sicherheit einsetzen. Es läßt sich dann ein sehr

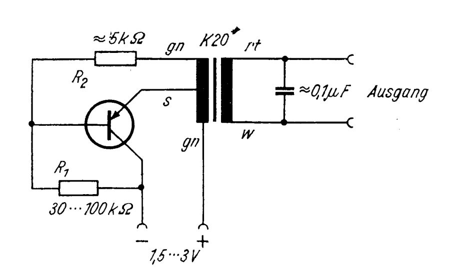


Bild 2.18.
Einfacher Tongenerator nach dem Rückkopplungsprinzip mit einem Transistor (beliebiger Transistortyp)

sauberer Summton erzeugen, dessen Tonhöhe durch Ändern des 0,1-μF-Kondensators noch in gewissen Grenzen gewählt werden kann. Wer keinen Wert auf besonders sauberen Ton legt, kann R 2 auch weglassen.

Als Batteriespannung genügen 1,5 bis 3 V. Bei Verwendung als Morsesummer schalten wir Batterie und Morsetaste in Serie. Am Ausgang können zehn und mehr Kopfhörer gleichzeitig angeschlossen werden.

Es besteht auch die Möglichkeit, den Übertrager K 21 zu verwenden und den Summer für Lautsprecherbetrieb auszulegen. Kabelfarben des K 21 siehe Bild 2.4. Der 0,1-μF-Kondensator wird dann parallel zur Primärwicklung (Drähte rot/rot) angeschlossen. Als Transistor kommt in diesem Falle nur ein 150-mW-Typ in Frage. Bei der Erprobung von R 1 und R 2 ist allerdings etwas Vorsicht geboten. Mit hohen Werten beginnen, Strommesser in Batteriezuleitung, Widerstände so festlegen, daß bei einer Batteriespannung von 4,5 V (die nicht überschritten werden darf) der aufgenommene Batteriestrom nicht mehr als 50 mA beträgt. In der Originalschaltung nach Bild 2.18. (mit K-20-Übertrager) ist übrigens nahezu jeder beliebige Transistor verwendbar, selbst solche mit einem β von nur



Bild 2.19. Ein Transistormorsesummer nach Bild 2.18. in Kleinbauweise mit angeschlossenem Taster und Posthörkapsel als Hörer



Bild 2.20. Der Transistorsummer wurde in eine Polystyrol-Tablettenschachtel eingebaut. Die Batterie (1,5-V-Gnomzelle) füllt bereits reichlich $^1/_3$ des Gehäusevolumens aus. Rechts unten im Gehäuse der Übertrager K 20. Ein Ausgangsanschluß ist mit Batterie-Plus zusammengelegt, so daß für Tasten- und Höreranschluß mit drei Steckbuchsen auszukommen war

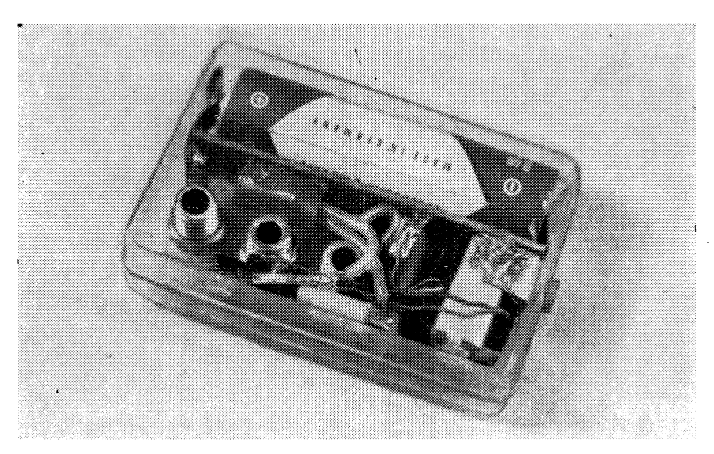


Bild 2.21. Blick in die Verdrahtung des geöffneten Tongenerators. Die Batterie wird von 2 federnden Blechlaschen gehalten

10 und weniger oder mit sehr hohem I_{ceo}. Es ist also durchweg möglich, minderwertige Transistoren zu benutzen, z. B. undichte Exemplare, die bei der Prüfung steigenden I_{ceo}, starkes Rauschen zeigen o. ä.

2.6.2. Ein Tongenerator nach dem Multivibratorprinzip

Einen Multivibrator lernten wir bereits bei Bild 2.17.1. und 2.17.2. kennen. Die Umschaltzeiten lassen sich bei dieser Schaltung so weit herabsetzen, daß viele tausend Umschaltungen je Sekunde erfolgen. Das bedeutet aber nichts anderes, als daß die Schaltung eine Tonfrequenz erzeugt, die wir für andere Zwecke verwenden können.

Bild 2.22. zeigt eine Multivibratorschaltung, die ebenso wie der bereits beschriebene Blinklichtgeber arbeitet. Auf ihre Durchrechnung können wir daher verzichten. Die gegenüber Bild 2.17.1. und 2.17.2. bedeutend kleiner bemessenen Kondensatoren weisen bereits auf die in das Tonfrequenzgebiet fallende schnelle Umschaltfolge hin. Je nach gewünschter Tonhöhe können wir die Kondensatoren zwischen 1 bis 10 nF oder auch darüber hinaus variieren. Dabei sollen stets beide Kondensatoren gleich groß sein. Auch mit den 200-kΩ-Widerständen läßt sich — wie bei den in Bild 2.17.1. und 2.17.2. erläuterten Zusammenhängen nicht anders zu erwarten — die Tonhöhe in weiten Grenzen ändern. Die Werte sind dabei relativ unkritisch, wir können daher je nach Transistortyp die Widerstandswerte

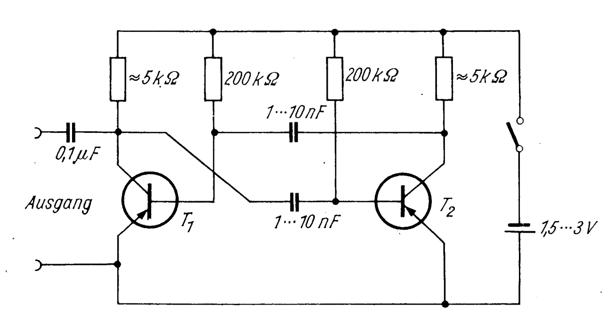


Bild 2.22. Der Multivibrator als Tongenerator. Die Schaltung ist eng mit der nach Bild 2.17.1. verwandt

durch Versuch auf beste Tonqualität hin ermitteln. Das betrifft insbesondere die Kollektorwiderstände. Werte von etwa 1 kΩ sollten nirgends unterschritten werden. Nach hohen Werten zu bestehen keine Gefahren, allenfalls schwingt der Multivibrator nicht an. Die Schwingungen nehmen wir über 0,1 μF an einem Kollektor ab und können sie z. B. mit dem weiter vorn beschriebenen NF-Verstärker hörbar machen. Als Transistoren eignen sich nahezu alle Arten der Leistungsklassen 25 bis 150 mW. Näheres zum Aufbau und zur vielseitigen Verwendung dieses Multivibrators finden wir in den Heften 2 und 6 dieser Broschürenreihe.

Literaturhinweise

Sicher werden unseren Lesern noch viele Fragen offengeblieben sein, andere sind sicher beim Lesen dieser Broschüre auf neue Probleme gestoßen. Deshalb nun eine kleine Auswahl von Veröffentlichungen zur Transistortechnik, die sich als Anschluß an dieses Heft besonders gut eignet.

Praktische sowie handwerkliche Kniffe, Versuchsschaltungen, fertige Geräte und Empfängerschaltungen:

K.-H. Schubert, *Mit Transistor und Batterie*, Bd. 6 der Reihe *Der junge Funker*

Physikalische Vorgänge, theoretische Grundlagen und Herstellung von Halbleitern:

H.-J. Fischer, *Einführung in die Dioden- und Transistortechnik*, Bd. 34 der Reihe *Der praktische Funkamateur* (sowie die 1969 unter dieser Thematik erscheinende 2teilige Nachauflage)

Schaltungsanregungen zum Nachbau:

Fischer/Blos, *Transistortaschenempfänger selbstgebaut*, Bd. 17 der Reihe *Der praktische Funkamateur*

H. Jakubaschk, *Transistorschaltungen*, Bd. 20 der Reihe *Der praktische Funkamateur*

H. Jakubaschk, *Elektronikschaltungen für Amateure*, Bd. 29 der Reihe *Der praktische Funkamateur*

H. Jakubaschk, *Transistorschaltungen (II)*, Bd. 35 der Reihe *Der praktische Funkamateur*

H. Jakubaschk, *Transistormeßgeräte*, Bd. 40 der Reihe *Der praktische Funkamateur*

K.-H. Schubert, *Das große Radiobastelbuch*, 3. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

H.-J. Fischer, *Transistortechnik für den Funkamateur*, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

H. Jakubaschk, *Das große Elektronikbastelbuch*, 3. erweiterte Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

H. Jakubaschk, *Amateurtontechnik*, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

In der Zeitschrift *funkamateur* finden wir allmonatlich das Neueste über Transistoren für Amateure und Bastler, für Anfänger und Fortgeschrittene. Außerdem enthält jedes dieser Hefte Bauanleitungen aller Art, die mit Transistoren aufgebaut werden können.

Auch die Zeitschriften *Jugend und Technik* sowie *technikus* bringen sehr oft kleine, besonders für Anfänger geeignete Transistorbasteleien.

Anhang

Neue Typenbezeichnung für Halbleiterbauelemente

Ab 1. Januar 1964 wurden für die Halbleiterbauelemente neue Bezeichnungen eingeführt, die es ermöglichen, aus den angegebenen Buchstaben Art und Verwendungszweck des Bauelements zu erkennen.

Die nachfolgenden Ziffern werden vom Werk festgelegt und stehen in keinem Zusammenhang zu irgendwelchen Garantiedaten des Bauelements.

Der erste Buchstabe gibt das Halbleitermaterial an:

G Germanium
S Silizium

Der zweite Buchstabe gibt Auskunft über die Verwendungsmöglichkeit:

A Diode (Spitzendioden $< 0{,}1$ A)
C NF-Transistor
D NF-Leistungstransistor
F HF-Transistor
S Schalttransistor
Y Leistungsdiode
Z Zenerdiode

Für folgende Bauelemente, deren Fertigung eingestellt wurde, bleibt die alte Bezeichnung bestehen:

OC 815 bis OC 823 (oval)
OC 824 bis OC 829
OC 880 bis OC 883 (alte Bauform)
OY 910 bis OY 917
ZL 910 bis ZL 910/16

Neue Bezeichnungen für Germanium-Gleichrichter*)

$I_{AK} = 0{,}1$ A (max. Durchlaßstrom)		$I_{AK} = 1$ A (max. Durchlaßstrom)	
Typ	U_{KA} [V] (max. Sperrspannung)	Typ	U_{KA} [V] (max. Sperrspannung)
GY 099	12	GY 109	12
GY 100	24	GY 110	24
GY 101	40	GY 111	40
GY 102	75	GY 112	75
GY 103	100	GY 113	100
GY 104	150	GY 114	150
GY 105	200	GY 115	200

*) Frühere OA-Typen jetzt gleich GA-Typen.

Neue Bezeichnungen für Silizium-Zenerdioden

U_Z mittel [V]

SZ 501	0,75	SZ 510	10
SZ 505	5,6	SZ 512	12
SZ 506	6,8	SZ 515	15
SZ 508	8,2	SZ 518	18

Bezeichnungen für Silizium-Gleichrichter

(Katode am Gewinde)		(Anode am Gewinde)	
neue	alte	neue	alte
SY 101	OY 9110	SY 121	OY 9110
SY 102	OY 9120	SY 122	OY 9120
SY 103	OY 9130	SY 123	OY 9130
SY 104	OY 9140	SY 124	OY 9140
SY 105	OY 9150	SY 125	OY 9150
SY 106	OY 9160	SY 126	OY 9160
SY 107	OY 9170	SY 127	OY 9170
SY 108	OY 9180	SY 128	OY 9180
SY 110	OY 9190	SY 130	OY 9190

Bezeichnungen für Transistoren

neue	alte
GC 100	OC 870 (Rauschfaktor F $\leqq$ 25 dB)
GC 101	OC 870 (Rauschfaktor F $\leqq$ 10 dB)
GC 115	OC 815
GC 116	OC 816
GC 117	OC 817
GC 120	OC 820
GC 121	OC 821
GC 122	OC 822
GC 123	OC 823
GD 100	OC 830 (1 W)
GD 110	OC 831 (1 W)
GD 120	OC 832 (1 W)
GD 130	OC 833 (1 W)
GD 150	OC 835 (4 W)
GD 160	OC 836 (4 W)
GD 170	OC 837 (4 W)
GD 180	OC 838 (4 W)
GF 100	OC 871
GF 105	OC 872
GF 120	OC 880
GF 121	OC 881
GF 122	OC 882

Bezeichnungen für Germanium-Gleichrichter (max. 10 A)

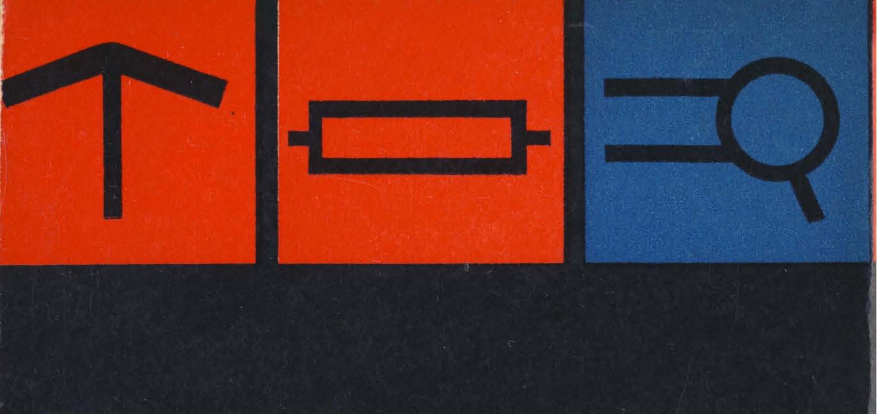
neue	alte
GY 120	OY 120
GY 121	OY 121
GY 122	OY 122
GY 123	OY 123
GY 124	OY 124
GY 125	OY 125

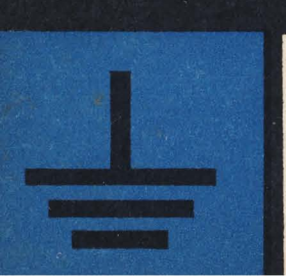
Preiswerte Bastlertypen

neue	alte	
LC 815	LA 25	(Pv_{max} = 25 mW)
LC 820	LA 50	(Pv_{max} = 50 mW)
LC 824	LA 100	(Pv_{max} = 100 mW)
LD 830	LA 1	(Pv_{max} = 1 W)
LD 835	LA 4	(Pv_{max} = 4 W)
LF 871	LA 30	(Pv_{max} = 30 mW)
LF 880	LA 40	(Pv_{max} = 40 mW, für HF-Zwecke)
LF 881	LA 40	(Pv_{max} = 40 mW, für HF-Zwecke)

Redaktionsschluß: 16. März 1968

21.—30. Tausend, 3. Auflage
Deutscher Militärverlag · Berlin 1969
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Bernd Schneiderheinze
Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Frank Becher
Zeichnungen: Erich Böhm
Fotos: Archiv des Verfassers sowie Archiv Dipl.-Phys. H.-J. Fischer
Vorauskorrektor: Ingeborg Kern · Korrektor: Reinhold Herrmann
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam, A 871
1,90





DEUTSCHER
MILITÄR-
VERLAG

